

# Estruturas Estáticas Alternativas para Acionamento de Motores de Indução

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.

Orientador

Thomas A. Lipo, Ph.D.

Co-Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Maio de 2002



C824e  
2002

Corrêa, Maurício Beltrão de Rossiter  
Estruturas estáticas alternativas para acionamento de  
motores de indução/Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa. -  
Campina Grande: UFPB, 2002.

184 p.: il.

Tese (Doutorado) - UFPB/CCT/DEE

Inclui Bibliografia

1. Motor de Indução 2. Acionamento elétrico 3. Controle  
de motores de indução 4. Inversores estáticos multiníveis

I. Título

CDU: 621.313.333

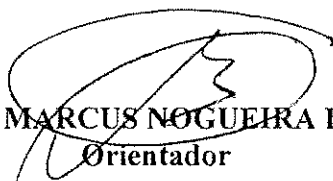
**ESTRUTURAS ESTÁTICAS ALTERNATIVAS PARA ACIONAMENTO DE  
MOTORES DE INDUÇÃO**

**MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORREA**

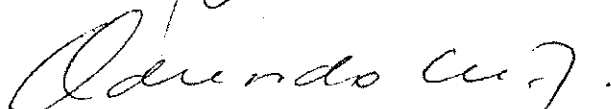
Tese Aprovada em 31.05.2002



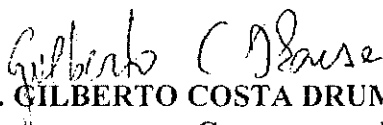
**PROF. CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB**  
Orientador



**PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB**  
Orientador



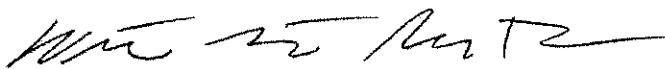
**PROF. LUIZ EDUARDO BORGES DA SILVA, Ph.D., EFEI**  
Componente da Banca



**PROF. GILBERTO COSTA DRUMOND SOUSA, Ph.D., UFES**  
Componente da Banca



**PROFA. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB**  
Componente da Banca



**PROF. WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFPB**  
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB  
Maio - 2002

## Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Fernando e Ana Maria, por sempre me oferecerem as melhores oportunidades para minha formação pessoal e profissional e a minha esposa, Luciana, por sua dedicação, paciência, incentivo e colaboração direta na realização deste trabalho e que soube compreender a minha necessidade de realizar estágio no exterior. Tempo que passamos distantes um do outro.



## Agradecimentos

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pela incansável orientação e colaboração sem as quais não seria possível realizar este trabalho. Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva pelo apoio aos experimentos desenvolvidos no LEIAM - Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.

A todos os companheiros do LEIAM que voluntariamente forneceram um indispensável apoio técnico e bibliográfico no decorrer do trabalho.

Ao Prof. Thomas A. Lipo pela orientação dada para o desenvolvimento do Capítulo 3 deste trabalho, nas instalações do WEMPEC - Wisconsin Electric Machine and Power Electronic Consortium na "University of Wisconsin-Madison".

Ao companheiro Alexandre Cunha Oliveira pelo apoio logístico, a distância, durante a estadia em Madison.

Ao colega de trabalho, durante o estágio em Madison, WI, Brian A. Welchko.

Ao Centro Federal de Educação Tecnológica de Alagoas - CEFET / AL pela confiança e apoio à capacitação docente.

Ao CNPq que proporcionou o suporte financeiro para viabilizar a realização deste trabalho, no Brasil.

A CAPES pelo suporte ao PDEE - Programa de Doutorado com Estágio no Exterior.

## Resumo

Ao longo dos anos, os avanços da Eletrônica de Potência têm permitido a evolução dos sistemas de acionamento dos motores de indução. Entre outros aspectos, isto possibilita o uso racional da energia elétrica no processo de conversão eletromecânica.

Com base na utilização de um sistema de acionamento com velocidade variável, este trabalho trata do desenvolvimento e da análise de estruturas alternativas destinadas ao acionamento de motores de indução, as quais utilizam inversores de frequência com número reduzido de componentes, ou que compõem um sistema de acionamento com tolerância a falhas. Além disto, apresenta uma topologia multinível, baseada em dispositivos do tipo MOSFET, como uma alternativa para aplicações de baixa potência.

Assim, os sistemas alternativos ficam caracterizados segundo as exigências de controle das chaves do inversor, bem como o tipo de motor utilizado. Isto porque, além do motor de indução trifásico, admite-se a possibilidade de operar com um motor com dois enrolamentos derivado de um motor trifásico ou ainda um motor de indução bifásico. Para este último, além de uma máquina bifásica padrão, pode-se considerar um motor originalmente monofásico dotado de dois enrolamentos (auxiliar e principal) que opera no modo bifásico.

Para os diferentes sistemas, foram realizadas considerações que tratem das assimetrias introduzidas pela redução do número de semicondutores ou pelo próprio motor.

## Abstract

Over the years, power electronics has introduced large advances in induction motor drive systems. One of these advances is the improvement of the electromechanical conversion process.

This Ph.D Dissertation covers the analysis and development of alternative topologies, reduced component count or fault tolerance capability, taking into account the use of variable speed drives for induction motors. Besides the reduced component topologies, this work proposes a MOSFET-based multilevel inverter as a cost effective low power system.

The system's characteristics are given taking into account the control technique of the inverter and the type of induction motor. The motor type is considered due to the possibility of operating a two winding motor, derived from a regular three-phase machine, operating with an open-phase or a two-phase motor. The latter includes the option for a two-winding single-phase motor with two-phase operational mode capability.

A detailed analysis for each system will be presented taking into account the asymmetrical aspects introduced by either the component reduction or the motor type.

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contribuições do Trabalho . . . . .	6
1.2	Revisão Bibliográfica . . . . .	7
1.2.1	Estruturas Reduzidas . . . . .	7
1.2.2	Inversores Multiníveis . . . . .	9
1.2.3	Acionamento de Alto Desempenho para Motores Monofásicos . . . . .	9
1.2.4	Sistema de Acionamento Tolerante à Falha . . . . .	11
1.2.5	Mogulação em Largura de Pulso . . . . .	13
1.2.6	Controle de Corrente . . . . .	14
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	15
<b>2</b>	<b>Controle de Corrente</b>	<b>17</b>
2.1	Introdução . . . . .	17
2.2	Sistema Trifásico Desbalanceado . . . . .	18
2.3	Sistema Bifásico Desbalanceado . . . . .	21
2.4	Estratégias de Controle . . . . .	21
2.4.1	Efeito do Desbalanceamento da Carga . . . . .	22
2.5	Controladores de Corrente . . . . .	24
2.6	Projeto dos Controladores . . . . .	28
2.7	Conclusões . . . . .	29
<b>3</b>	<b>Acionamento com Estrutura Reduzida</b>	<b>31</b>
3.1	Introdução . . . . .	31
3.2	Modelo da Máquina . . . . .	31
3.3	Acionamento de Alto Desempenho . . . . .	34
3.3.1	Controle de Fluxo e Conjugado com Orientação Pelo Campo . . . . .	35
3.3.2	Controle com Orientação pelo Fluxo Rotórico . . . . .	35

3.3.3	Controle com Orientação pelo Fluxo Estatórico . . . . .	36
3.4	Controle do Inversor . . . . .	37
3.5	Aplicações à Máquina Trifásica . . . . .	38
3.5.1	Análise dos Vetores Espaciais . . . . .	38
3.5.2	PWM Vetorial . . . . .	42
3.5.3	PWM Escalar . . . . .	46
3.5.4	PWM Para a Configuração em Delta . . . . .	49
3.6	Máquina com Dois Enrolamentos . . . . .	52
3.6.1	Análise dos Vetores Espaciais . . . . .	52
3.6.2	PWM Vetorial . . . . .	54
3.6.3	PWM Escalar . . . . .	56
3.7	Máquina Bifásica . . . . .	57
3.7.1	Análise dos Vetores Espaciais . . . . .	58
3.7.2	PWM Vetorial . . . . .	59
3.7.3	PWM Escalar . . . . .	59
3.8	Controle de Corrente . . . . .	60
3.9	Análise de Regime Permanente . . . . .	62
3.10	Resultados de Simulações . . . . .	64
3.10.1	Análise das Estratégias de Modulação . . . . .	64
3.10.2	Tensão de Modo Comum . . . . .	68
3.10.3	Análise do Controle de Corrente . . . . .	68
3.11	Resultados Experimentais . . . . .	69
3.12	Conclusões . . . . .	75
<b>4</b>	<b>Aplicações à Máquina Monofásica</b> . . . . .	<b>77</b>
4.1	Introdução . . . . .	77
4.2	Modelo da Máquina Monofásica . . . . .	79
4.2.1	Teoria dos Campos Girantes . . . . .	79
4.2.2	Teoria dos Campos Cruzados . . . . .	83
4.3	Princípio de Funcionamento e Características . . . . .	88
4.4	Modelo Vetorial para Máquina Monofásica . . . . .	92
4.4.1	Controle com Orientação pelo Fluxo Rotórico . . . . .	93
4.5	Controle com Orientação pelo Fluxo Estatórico . . . . .	96
4.5.1	Controle Direto do Campo com Orientação pelo Fluxo Estatórico	98
4.5.2	Controle Direto do Torque . . . . .	100
4.6	Estratégia de Controle V/Hz . . . . .	101

4.7	Modulação PWM . . . . .	102
4.7.1	Análise dos Vetores Espaciais . . . . .	102
4.7.2	PWM Vetorial . . . . .	104
4.7.3	PWM Escalar . . . . .	105
4.8	Controle das Correntes e Fluxo Estatórico . . . . .	105
4.8.1	Controle de Corrente . . . . .	107
4.8.2	Controle de Fluxo . . . . .	115
4.9	Resultados de Simulações . . . . .	117
4.9.1	Controle Indireto Orientado pelo Fluxo Rotórico . . . . .	122
4.9.2	Controle Orientado pelo Fluxo Estatórico . . . . .	124
4.9.3	Controle V/Hz . . . . .	127
4.10	Resultados Experimentais . . . . .	131
4.11	Conclusões . . . . .	138
<b>5</b>	<b>Sistema de Acionamento Tolerante a Falhas</b>	<b>141</b>
5.1	Condições de Contorno . . . . .	142
5.2	Modelo de Controle da Máquina . . . . .	144
5.3	Identificação da Falta . . . . .	149
5.4	Modulação em Largura de Pulso . . . . .	150
5.4.1	Análise dos Vetores Espaciais . . . . .	150
5.4.2	PWM Vetorial . . . . .	151
5.4.3	PWM Escalar . . . . .	154
5.5	Resultados Experimentais . . . . .	154
5.6	Conclusões . . . . .	159
<b>6</b>	<b>Inversor Multinível</b>	<b>160</b>
6.1	Introdução . . . . .	160
6.2	Princípio de Operação . . . . .	161
6.2.1	Fonte de Tensão dos Circuitos de Comando . . . . .	163
6.2.2	Circuito de Comando . . . . .	164
6.3	Análise Harmônica . . . . .	165
6.4	Resultados Experimentais . . . . .	166
6.5	Conclusões . . . . .	171
<b>7</b>	<b>Conclusões Gerais e Sugestões para Trabalhos Futuros</b>	<b>172</b>
7.1	Trabalhos Futuros . . . . .	174

# Simbologia e Abreviaturas

## Lista de Símbolos

- $a$  Referencial fluxo estático
- $\mathbf{A}$  Matriz de transformação  $123 \rightarrow odq$
- $\mathbf{A}_{dq}$  Matriz de transformação  $123 \rightarrow dq$
- $\mathbf{A}_{dq}^{-1}$  Matriz de transformação  $dq \rightarrow 123$
- $b$  Referencial fluxo rotórico
- $\mathbf{B}_k$  Matriz de rotação das grandezas  $dq$
- $e$  Referencial corrente/tensão estática
- $e^{j\delta_g}$  Operador que define a transformação entre referências, sendo  $\delta_g$  o ângulo entre o referencial de destino e o de origem,  $e^{j\delta_g} = \cos \delta_g + j \sin \delta_g$
- $E$  Amplitude da componente de sequência positiva do vetor força contra-eletromotriz
- $\tilde{E}$  Amplitude da componente de sequência negativa do vetor força contra-eletromotriz
- $E_{cc}$  Tensão do barramento CC
- $E_{fm}$  Tensão induzida no enrolamento principal do estator devido à componente direta do fluxo
- $E_{bm}$  Tensão induzida no enrolamento principal do estator devido à componente reversa do fluxo
- $E_{fa}$  Tensão induzida no enrolamento auxiliar do estator devido à componente direta do fluxo

- $E_{ba}$  Tensão induzida no enrolamento auxiliar do estator devido à componente reversa do fluxo
- $E_{sd}^s(s), E_{sq}^s(s)$  Componentes  $dq$  da força contra eletromotriz no domínio de Laplace
- $f_e$  Frequência elétrica em  $Hz$
- $f_s$  Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em  $Hz$
- $f_c$  Frequência de chaveamento em  $Hz$
- $F$  Coeficiente de atrito da máquina de indução
- $g$  Referencial arbitrário ( $g = s, b, a, r, e, +$  ou  $-$ )
- $G_{mi}(s)$  Função de transferência determinada pelo modelo corrente tensão de um motor de indução
- $G_v(s)$  Função de transferência do modelo matemático da fonte de tensão
- $G_s$  Sinal de gatilho para comando das chaves de potência de um inversor
- $\bar{G}_s$  Sinal de gatilho complementar para comando das chaves de potência
- $G(s)$  Função de transferência do sistema fonte de tensão - motor de indução
- $h$  Período de discretização
- $i_{s1}^s, i_{s2}^s, i_{s3}^s$  Correntes de fase
- $i_{sd}^g, i_{sq}^g$  Componentes  $dq$  da corrente estatórica em um referencial arbitrário
- $i_{sdq}^g$  Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário,  $i_{sdq}^g = i_{sd}^g + j i_{sq}^g$
- $i_{rd}^g, i_{rq}^g$  Componentes  $dq$  da corrente rotórica em um referencial arbitrário
- $i_{rdq}^g$  Vetor corrente rotórica em um referencial arbitrário,  $i_{rdq}^g = i_{rd}^g + j i_{rq}^g$
- $i_{sm}, i_{sa}$  Correntes sobre os enrolamentos estatóricos principal e auxiliar
- $i_{rm}, i_{ra}$  Correntes sobre os enrolamentos rotóricos principal e auxiliar
- $i_{sd1}^g, i_{sq1}^g$  Componentes  $dq$  compensadas das correntes estatóricas de um motor monofásico em um referencial arbitrário
- $i_{sdq1}^g$  Vetor de corrente compensado de um motor monofásico em um referencial arbitrário,  $i_{sdq1}^g = i_{sd1}^g + j i_{sq1}^g$



$i_{so}^s$  Corrente homopolar da máquina

$I_s$  Amplitude do vetor corrente no plano  $dq$

$I_{sm}$  Amplitude da corrente de fase

$I_{ac}$  Amplitude da corrente alternada que circula pelo banco de capacitores

$I_m$  Amplitude da corrente do enrolamento principal

$I_a$  Amplitude da corrente do enrolamento auxiliar

$I_{sd}^s(s)$ ,  $I_{sq}^s(s)$  Componentes  $dq$  da corrente no domínio de Laplace

$j$  Unidade imaginária,  $(\sqrt{-1})$

$J$  Coeficiente de inércia da máquina de indução

$k$  Constante de assimetria da máquina monofásica

$k_p$  Ganho proporcional do controlador

$k_i$  Ganho integral do controlador

$k_p^+$ ,  $k_p^-$  Ganhos proporcionais dos controladores de sequência positiva e sequência negativa

$k_i^+$ ,  $k_i^-$  Ganhos integrais dos controladores de sequência positiva e sequência negativa

$K$  Valor fixo presente em  $G_{mi}(s)$

$l_s$  Indutância própria do estator

$l_r$  Indutância própria do rotor

$l_{sm}$  Indutância própria do enrolamento estatórico, principal

$l_{sa}$  Indutância própria do enrolamento estatórico, auxiliar

$l_{sd}$  Indutância própria de eixo  $d$

$l_{sq}$  Indutância própria de eixo  $q$

$L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  Indutâncias de fase

$L_d$ ,  $L_q$  Indutâncias de eixo  $d$  e  $q$

- $L_{dq}$  Indutância de acoplamento
- $L$  Indutância do modelo vetorial referente à corrente de sequência positiva
- $\tilde{L}$  Indutância do modelo vetorial referente à corrente de sequência negativa
- $\tilde{\mathbf{L}}$  Indutância complexa do modelo vetorial referente à corrente de sequência negativa
- $m$  Índice de modulação
- $m_{sr}$  Indutância mútua entre estator e rotor
- $m_{srm}$  Indutância mútua entre o enrolamento estatórico principal e o rotórico
- $m_{sra}$  Indutância mútua entre o enrolamento estatórico auxiliar e o rotórico
- $m_{srd}$  Indutância mútua entre a bobina de eixo  $d$  do estator e rotor
- $m_{srq}$  Indutância mútua entre a bobina de eixo  $q$  do estator e rotor
- $N_m$  Número de espiras do enrolamento estatórico da fase  $m$
- $N_a$  Número de espiras do enrolamento estatórico da fase  $a$
- $N_2$  Número de espiras do enrolamento rotórico
- $n$  Relação entre o número de espiras do enrolamento  $m$  em relação ao enrolamento  $a$
- $nd$  Número de espiras do enrolamento concentrado de eixo  $d$
- $nq$  Número de espiras do enrolamento concentrado de eixo  $q$
- $P$  Número de pares de pólo da máquina de indução
- $P_{gf}$  Potência de entreferro devido à componente direta do fluxo
- $P_{gb}$  Potência de entreferro devido à componente inversa do fluxo
- $q_i$  Variável binária associada ao estado de uma chave
- $r_s$  Resistência estatórica
- $r_r$  Resistência rotórica
- $r_{sd}$  Resistência estatórica de eixo  $d$

- $r_{sq}$  Resistência estatórica de eixo  $q$
- $r_{sm}$  Resistência estatórica do enrolamento principal
- $r_{sa}$  Resistência estatórica do enrolamento auxiliar
- $R(s)$  Função de transferência de controlador  $PI$
- $R_{1m}$  Resistência do enrolamento principal
- $R_{1a}$  Resistência do enrolamento auxiliar
- $R_2$  Resistência do rotor referida ao estator
- $R_1, R_2, R_3$  Resistências de fase
- $R_d, R_q$  Resistências de eixo  $d$  e  $q$
- $R_{dq}$  Resistência de acoplamento
- $R$  Resistência do modelo vetorial referente a corrente de sequência positiva
- $\tilde{R}$  Resistência do modelo vetorial referente a corrente de sequência negativa
- $\tilde{\mathbf{R}}$  Resistência complexa do modelo vetorial referente a corrente de sequência negativa
- $s$  Referencial estatórico
- $s$  Variável do domínio de Laplace
- $s_e$  Escorregamento
- $t_i$  Tempo de aplicação de um vetor ativo
- $T$  Período do PWM
- $T_a$  Constante de tempo de  $G_{mi}(s)$
- $T_e$  Conjugado eletromagnético
- $T_m$  Conjugado de carga
- $T_v$  Constante de tempo de  $G_v(s)$
- $T_{Y\Delta}$  Transformação do plano  $dq$   $\Delta$  para  $Y$

- $v_{10}^s, v_{20}^s, v_{30}^s$  Tensões de pólo do inversor
- $v_{12}^s, v_{23}^s, v_{31}^s$  Tensões de linha
- $v_{s1}^s, v_{s2}^s, v_{s3}^s$  Tensões de fase
- $v_{sd}^g, v_{sq}^g$  Componentes  $dq$  das tensão estatóricas em um referencial arbitrário
- $v_{sdq}^g$  Vetor de tensão em um referencial arbitrário,  $v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$
- $v_{sd1}^g, v_{sq1}^g$  Componentes  $dq$  compensadas das tensões estatóricas de um motor monofásico em um referencial arbitrário
- $v_{sdq1}^g$  Vetor de tensão compensado de um motor monofásico em um referencial arbitrário,  $v_{sdq1}^g = v_{sd1}^g + jv_{sq1}^g$
- $v_{rm}, v_{ra}$  Tensões sobre os enrolamentos rotóricos principal e auxiliar
- $v_{sm}, v_{sa}$  Tensões sobre os enrolamentos estatóricos principal e auxiliar
- $\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y$  Vetores auxiliares utilizados nos cálculos relativos à modulação vetorial
- $\mathbf{v}_{xd}, \mathbf{v}_{xq}$  Componentes  $dq$  de  $\mathbf{v}_x$
- $\mathbf{v}_{yd}, \mathbf{v}_{yq}$  Componentes  $dq$  de  $\mathbf{v}_y$
- $v_{so}^s$  Tensão homopolar da máquina
- $\mathbf{v}_{so}^s$  Vetor tensão homopolar no plano  $dq$
- $v_{N0}$  Tensão entre o neutro da máquina ( $N$ ) e o ponto central do banco de capacitores (0)
- $\mathbf{v}_i$  Vetor de tensão gerado pelo inversor no plano  $dq$  em função dos estados da chaves
- $\mathbf{v}^*$  Vetor de tensão a ser sintetizado pelo inversor
- $V_s$  Amplitude do vetor tensão no plano  $dq$
- $V_{sm}$  Amplitude da tensão de fase
- $\tilde{\mathbf{V}}$  Amplitude do vetor tensão de perturbação
- $i_{sd}^s(s), i_{sq}^s(s)$  Componentes  $dq$  da corrente no domínio de Laplace
- $x_{sd}^g, x_{sq}^g$  Componentes  $dq$  da variável de integração

- $x_{sdq}^g$  Vetor definido pelas componentes da variável de integração em um referencial genérico,  $x_{sdq}^g = x_{sd}^g + jx_{sq}^g$
- $x_{sdq+}^s, x_{sdq-}^s$  Variáveis resultantes da transformação de  $x_{sdq}^+$  e  $x_{sdq}^-$  para o referencial estacionário
- $x_{sdqa}^s, x_{sdqb}^s$  Variáveis auxiliares para definição do controle de dupla sequência no referencial estacionário sem acoplamento das grandezas  $dq$
- $X_{1m}$  Reatância de dispersão do enrolamento principal
- $X_{1a}$  Reatância de dispersão do enrolamento auxiliar
- $X_2$  Reatância de dispersão do rotor referida ao estator
- $X_{mag}$  Reatância de magnetização
- $X_c$  Reatância capacitiva
- $y_{s1}^s, y_{s2}^s, y_{s3}^s$  Grandezas elétricas de fase de uma máquina trifásica no referencial estático
- $y_{s123}^s$  Matriz definida como sendo  $[y_{s1}^s \ y_{s2}^s \ y_{s3}^s]^T$
- $y_{so}^s, y_{sd}^s, y_{sq}^s$  Grandezas elétricas de uma máquina  $odq$ , no referencial estático
- $y_{sodq}^s$  Matriz definida como sendo  $[y_{so}^s \ y_{sd}^s \ y_{sq}^s]^T$
- $y_{sdq}^g$  Vetor de sequência positiva em um referencial genérico,  $y_{sdq}^g = y_{sd}^g + jy_{sq}^g$
- $\tilde{y}_{sdq}^g$  Vetor de sequência negativa em um referencial genérico,  $\tilde{y}_{sdq}^g = y_{sd}^g - jy_{sq}^g$
- Y Configuração da máquina trifásica em estrela
- $Z_f$  Impedância de sentido direto
- $Z_b$  Impedância de sentido inverso
- $\delta_a$  Posição angular do vetor fluxo estático em  $rad$
- $\delta_b$  Posição angular do vetor fluxo rotórico em  $rad$
- $\delta_e$  Posição angular do vetor tensão/corrente estática em  $rad$
- $\delta_g$  Posição angular de um referencial genérico
- $\delta_r$  Posição angular do rotor  $rad$

$\delta_T$  Tempo de roda livre

$\delta_{\phi\nu}$  Ângulo entre dois vetores de estado quaisquer -  $\phi$  e  $\nu$

$\Delta$  Configuração da máquina trifásica em delta

$\varepsilon_{s1}^s, \varepsilon_{s2}^s, \varepsilon_{s3}^s$  Força contra eletromotriz de fase

$\varepsilon_{sd}^g, \varepsilon_{sq}^g$  Componentes  $dq$  das forças contra-eletromotrizes em um referencial arbitrário

$\varepsilon_{sdq}^g$  Vetor força contra-eletromotriz em um referencial arbitrário,  $\varepsilon_{sdq}^g = \varepsilon_{sd}^g + j\varepsilon_{sq}^g$

$\zeta_{sdq1}^g$  Termo de assimetria do modelo fluxo-corrente estatórico do moto monofásico

$\vartheta_{sd}^s, \vartheta_{sq}^s$  Componentes  $dq$  da tensão de perturbação em um referencial arbitrário

$\vartheta_{sdq}^s$  Vetor da tensão de perturbação em um referencial arbitrário,  $\vartheta_{sdq}^s = \vartheta_{sd}^s + j\vartheta_{sq}^s$

$\vartheta_{sdq1}^s$  Termo de assimetria do modelo tensão-corrente estatórica do moto monofásico

$\kappa$  Constante real positiva

$\mu$  Variável de controle do inversor

$\nu$  Variável de estado utilizada para o cálculo do conjugado juntamente com  $\phi$

$\xi_{sd}^g, \xi_{sq}^g$  Componentes  $dq$  do erro entre as componentes das correntes  $dq$  de referência e atual

$\xi_{sdq}^g$  Vetor erro de corrente,  $\xi_{sdq}^g = \xi_{sd}^g + j\xi_{sq}^g$

$\sigma_s$  Coeficiente de dispersão da máquina

$\sigma_{sd}$  Coeficiente de dispersão de eixo  $d$  da máquina

$\sigma_{sq}$  Coeficiente de dispersão de eixo  $q$  da máquina

$\tau_r$  Constante de tempo rotórica

$\tau_{sd}$  Constante de tempo estatórica de eixo  $d$

$\tau_{sq}$  Constante de tempo estatórica de eixo  $q$

$\tau_i$  Intervalo de condução de uma chave

$\phi_{sd}^g, \phi_{sq}^g$  Componentes  $dq$  do fluxo estatórico em um referencial arbitrário

- $\phi_{sdq}^g$  Vetor fluxo estático em um referencial arbitrário,  $\phi_{sdq}^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$
- $\phi_{rd}^g, \phi_{rq}^g$  Componentes  $dq$  do fluxo rotórico em um referencial arbitrário
- $\phi_{rdq}^g$  Vetor fluxo rotórico em um referencial arbitrário,  $\phi_{rdq}^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$
- $\phi_r$  Amplitude do vetor fluxo rotórico
- $\phi_s$  Amplitude do vetor fluxo estático
- $\phi$  Variável de excitação magnética
- $\phi_{sm}, \phi_{sa}$  Fluxo nos enrolamentos estáticos principal e auxiliar
- $\phi_{rm}, \phi_{ra}$  Fluxo nos enrolamentos rotóricos principal e auxiliar
- $\phi_{sd1}^g, \phi_{sq1}^g$  Componentes  $dq$  compensadas do fluxo estático de um motor monofásico em um referencial arbitrário
- $\phi_{sdq1}^g$  Vetor fluxo estático compensado de um motor monofásico em um referencial arbitrário,  $\phi_{sdq1}^g = \phi_{sd1}^g + j\phi_{sq1}^g$
- $\Psi_{rd}^s(s), \Psi_{rq}^s$  Componentes  $dq$  do fluxo rotórico no domínio de Laplace
- $\varphi_m$  Defasagem entre a corrente e tensão do enrolamento principal
- $\varphi_a$  Defasagem entre a corrente e tensão do enrolamento auxiliar
- $\varphi_v$  Defasagem da tensão em relação a corrente
- $\omega_a$  Frequência elétrica do vetor fluxo estático em  $rad/s$
- $\omega_b$  Frequência elétrica do vetor fluxo rotórico em  $rad/s$
- $\omega_e$  Frequência elétrica do vetor tensão/corrente estática em  $rad/s$
- $\omega_g$  Frequência de rotação de um referencial genérico  $rad/s$
- $\omega_r$  Frequência de rotação do rotor em  $rad/s$
- $\omega_s$  Frequência elétrica de uma grandeza estática em  $rad/s$
- + Referencial síncrono positivo
- Referencial síncrono negativo
- \* Expoente associado a uma grandeza que indica tratar-se de um valor de referência

\*\* Expoente que indica ser o complexo conjugado de um número complexo

$\frac{d}{dt}$  Derivada em relação ao tempo

$\pi$  Constante pi

## Lista de Abreviações

FPGA – Field Programmable Gate Array

IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor

MOSFET – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PWM – Pulse Width Modulation

SISO – Single Input Single Output

WTHD – Weighted Total Harmonic Distortion



# Lista de Tabelas

3.1	Vetores disponíveis no plano $dq$ para a ligação em Y . . . . .	40
3.2	Vetores disponíveis no plano $dq$ para a ligação em $\Delta$ . . . . .	42
3.3	Dois vetores pares e um ímpar. . . . .	45
3.4	Dois vetores ímpares e um par. . . . .	45
3.5	Modo alternado por setor. . . . .	46
3.6	Vetores de tensão no plano $dq$ – abertura da fase 3. . . . .	53
3.7	Setores individuais . . . . .	56
3.8	Vetores de tensão no plano $dq$ . . . . .	58
3.9	Setores individuais . . . . .	59
3.10	Comparação dos esquemas . . . . .	75
4.1	Vetores e tensões geradas pelo conversor. . . . .	103
4.2	Identificação dos setores em função das tensões de referência. . . . .	104
4.3	Tabela de cálculo do tempo de condução das chaves. . . . .	106
5.1	Vetores de tensão no plano $dq$ gerados pelo conversor. . . . .	151
5.2	Identificação dos setores em função das tensões de referência. . . . .	153
5.3	Determinação da largura de pulso das chaves como função do tempo de aplicação dos vetores ativos. . . . .	155

# Lista de Figuras

1.1	Topologias de inversores utilizadas para compor um sistema de acionamento. . . . .	4
1.2	Diferentes tipos de motores de indução utilizados para compor um sistema de acionamento. . . . .	5
2.1	Circuito equivalente de uma carga trifásica desbalanceada, alimentada por um inversor e sem conexão do neutro. . . . .	18
2.2	Circuito equivalente de uma carga bifásica desbalanceada, alimentada por um inversor. . . . .	21
2.3	Diagrama de blocos que ilustra o controle de corrente em um referencial síncrono de sequência positiva. . . . .	22
2.4	Diagrama de blocos descritivo do controle de corrente em um referencial síncrono de sequência positiva, na forma vetorial. . . . .	25
2.5	Diagrama de blocos descritivo do controlador de dupla sequência na forma vetorial. . . . .	25
2.6	Diagrama de blocos representativo para a malha mais interna de controle de um sistema de acionamento de alto desempenho. . . . .	29
3.1	Inversor com número reduzido de componentes (a) e diferentes tipos de máquinas de indução, (b), (c), (d) e (e), disponíveis para compor um sistema de acionamento. . . . .	32
3.2	Representação gráfica da transformação $123 - dqo$ . . . . .	33
3.3	Diagrama que ilustra o controle indireto com orientação pelo fluxo rotórico. . . . .	36
3.4	Diagrama que ilustra o controle direto com orientação pelo fluxo estatórico. . . . .	37
3.5	Sistema de acionamento para uma máquina trifásica, configurada em Y. . . . .	38
3.6	Vetores espaciais no plano $dq$ , para a configuração em Y. . . . .	40
3.7	Sistema de acionamento para uma máquina trifásica, configurada em $\Delta$ . . . . .	41
3.8	Vetores espaciais no plano $dq$ para a configuração em $\Delta$ . . . . .	42
3.9	Setores que poderão definir diferentes padrões de modulação. . . . .	45

3.10	Sequência de aplicações dos vetores. . . . .	46
3.11	Tensões nas saídas do inversor. . . . .	48
3.12	Formas de ondas típicas nas saídas do inversor - estados iniciais idênticos. . . . .	48
3.13	Formas de ondas típicas nas saídas do inversor - estados iniciais distintos. . . . .	49
3.14	Ilustração do mapeamento do plano $dq \Delta$ para o plano $dq Y$ . . . . .	51
3.15	Sistema de acionamento para uma máquina com dois enrolamentos. . . . .	52
3.16	Circuito equivalente que ilustra a inclusão dos termos dependentes de $v_{so}^s$ , como elementos internos da fonte chaveada. . . . .	54
3.17	Vetores espaciais no plano $dq$ - abertura da fase 3. . . . .	55
3.18	Setores que poderão definir diferentes padrões de modulação. . . . .	56
3.19	Sistema de acionamento utilizando um inversor com quatro chaves e uma máquina bifásica simétrica. . . . .	57
3.20	Vetores espaciais no plano $dq$ e os setores que permitem definir diferentes padrões de modulação. . . . .	58
3.21	Atuação em paralelo dos controladores de sequência positiva e negativa, para o controle das correntes de uma máquina com dois enrolamentos. . . . .	62
3.22	Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina trifásica configurada em estrela ou em delta. . . . .	66
3.23	Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina com dois enrolamentos. . . . .	67
3.24	Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina bifásica. . . . .	67
3.25	Análise harmônica das tensões segundo a melhor estratégia vetorial. . . . .	68
3.26	Formas de onda e componentes harmônicos normalizados em função da componente fundamental para diferentes estratégias PWM. . . . .	69
3.27	Corrente de referência, corrente real e erro para os eixos $d$ e $q$ decorrentes da realização do controle de corrente nas máquinas trifásica (a) e (b) e bifásica (c) e (d). . . . .	70
3.28	Corrente de referência, corrente real e erro para os eixos $d$ e $q$ decorrentes da realização do controle de corrente na máquina com dois enrolamentos: controlador de sequência positiva (a) e (b) e controlador de sequência negativa em paralelo (c) e (d). . . . .	70
3.29	Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina Trifásica - sem controlador de sequência negativa. . . . .	71
3.30	Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina Bifásica - sem controlador de sequência negativa. . . . .	72

3.31	Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina com dois Enrolamentos - sem controlador de sequência negativa. . . .	73
3.32	Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina com dois Enrolamentos - com controlador de sequência negativa. . . .	73
3.33	Comparação dos resultados da WTHD obtidos experimentalmente e por simulação para o caso em que $\mu = 1$ . . . . .	74
3.34	Componentes harmônicos da tensão de modo comum, experimental e de simulação obtidos para $\mu = 1$ , $m = 0,7$ . . . . .	74
4.1	Sistema de acionamento para uma máquina monofásica. . . . .	79
4.2	Circuitos equivalentes para uma máquina monofásica, considerando os enrolamentos principal e auxiliar, individualmente. . . . .	80
4.3	Circuito equivalente para uma máquina monofásica com capacitor permanente. . . . .	81
4.4	Modelo da máquina monofásica. . . . .	83
4.5	Referencial $dq$ genérico. . . . .	85
4.6	Diagrama representativo dos diferentes tipos de motores monofásicos. .	89
4.7	Torque eletromagnético de um motor monofásico do tipo capacitor permanente. . . . .	90
4.8	Torque eletromagnético de um motor monofásico do tipo capacitor de partida. . . . .	91
4.9	Torque eletromagnético de um motor monofásico com os enrolamentos alimentados por fontes independentes. . . . .	91
4.10	Controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico. . . . .	95
4.11	Controle de conjugado com orientação indireta pelo fluxo rotórico. . .	96
4.12	Diagrama de blocos para o controle direto com orientação pelo fluxo estático. . . . .	99
4.13	Diagrama de blocos para o controle direto do conjugado. . . . .	101
4.14	Vetores no plano $dq$ com indicação dos setores definidos e a amplitude máxima para a tensão de fase da máquina bifásica. . . . .	103
4.15	Largura de pulso das chaves $q_1$ , $q_2$ e $q_3$ , quando o vetor de referência encontra-se no <i>Setor I</i> , e as tensões de fase resultantes. . . . .	106
4.16	Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial assíncrono.	107
4.17	Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial síncrono sem compensação das amplitudes. . . . .	108
4.18	Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial síncrono com compensação das amplitudes. . . . .	108

4.19	Diagrama de blocos para o controle de corrente nos referenciais de sequência positiva e negativa. . . . .	109
4.20	Representação vetorial da corrente estatórica com as componentes de sequência positiva e negativa. . . . .	113
4.21	Análise harmônica das tensões de saída. (a) Inversor com 4 ou 6 chaves. (b) Inversor com 6 chaves para diferentes valores de $\mu$ . . . . .	118
4.22	Características do torque eletromagnético para diferentes formas de alimentação da máquina. . . . .	119
4.23	Avaliação das diferentes estratégias para o controle das correntes. . . . .	120
4.24	Controle indireto orientado pelo fluxo rotórico aplicado a uma máquina monofásica. . . . .	123
4.25	Controle indireto orientado pelo fluxo rotórico aplicado a uma máquina monofásica, utilizando uma fonte de tensão PWM. . . . .	124
4.26	Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial estacionário. . . . .	125
4.27	Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial síncrono, sem compensação das amplitudes. . . . .	125
4.28	Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial síncrono, com compensação das amplitudes. . . . .	126
4.29	Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente nos referenciais de sequência positiva e negativa. . . . .	126
4.30	Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente nos referenciais de sequência positiva e negativa, utilizando fonte de tensão modulada. . . . .	127
4.31	Controle direto do torque, utilizando controladores $d$ e $q$ assíncronos para a compensação das componentes do fluxo estatórico. . . . .	128
4.32	Controle direto do torque, utilizando controladores síncronos sem compensação para o controle das componentes do fluxo estatórico. . . . .	128
4.33	Controle direto do torque, utilizando controladores síncronos com compensação para o controle das componentes do fluxo estatórico. . . . .	129
4.34	Controle direto do torque, utilizando controladores de sequência positiva e negativa para compensação das componentes do fluxo estatórico. . . . .	129
4.35	Controle direto do torque, utilizando controladores de sequência positiva e negativa para compensação das componentes do fluxo estatórico, com alimentação PWM. . . . .	130
4.36	Estratégia V/Hz aplicada a um motor monofásico. . . . .	130

4.37	Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das correntes, na frequência de 40Hz. . . . .	132
4.38	Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das correntes, na frequência de 60Hz. . . . .	133
4.39	Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das componentes do fluxo estatórico, na frequência de 40Hz. . . . .	135
4.40	Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das componentes do fluxo estatórico, na frequência de 60Hz. . . . .	136
4.41	Velocidade da máquina com controle indireto, orientado pelo fluxo rotórico.	137
4.42	Frequência elétrica $\omega_s^*$ e velocidade mecânica da máquina $\omega_m$ no acionamento da máquina, utilizando uma estratégia V/Hz. . . . .	137
4.43	Correntes de eixo $d$ e $q$ para observação da distorção harmônica dos sistemas com 4 e 6 chaves. . . . .	139
5.1	Sistema de acionamento tradicional, utilizando um inversor com seis chaves. . . . .	142
5.2	Sistema de acionamento proposto, utilizando um inversor com oito chaves.	142
5.3	Diagrama de blocos do controlador de corrente, proposto para o sistema tolerante a falta. . . . .	148
5.4	Condições de condução que irão anular a corrente na saída do inversor. (a) corrente inicial negativa e (b) corrente inicial positiva. . . . .	150
5.5	Vetores no plano $dq$ com indicação dos setores definidos e a amplitude máxima para a tensão de fase para a máquina com dois enrolamentos. . . . .	152
5.6	Largura de pulso das chaves $q_1$ , $q_2$ e $q_a$ para o caso em que o vetor de referência encontra-se no setor $I$ , e as tensões de fase geradas. . . . .	155
5.7	Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave $q_3$ é aberta (a) e quando as chaves $q_3$ e $q_6$ são abertas simultaneamente (b). . . . .	156
5.8	Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave $q_3$ é aberta (a) e quando as chaves $q_3$ e $q_6$ são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de sequência positiva. . . . .	157
5.9	Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave $q_3$ é aberta (a) e quando as chaves $q_3$ e $q_6$ são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de dupla sequência. . . . .	157
5.10	Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave $q_3$ é aberta (a) e quando as chaves $q_3$ e $q_6$ são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de sequência positiva. . . . .	158

5.11	Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave $q_3$ é aberta (a) e quando as chaves $q_3$ e $q_6$ são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de dupla sequência. . . . .	158
6.1	Sistemas trifásicos (a) três níveis a MOSFET e (b) dois níveis a IGBT's. . . . .	161
6.2	Tensões e estados das chaves para os inversores (a) três níveis e (b) dois níveis. . . . .	162
6.3	Lógica operacional para o inversor multinível com base nos sinais de comando de um inversor de 2 níveis e forma de onda na saída do inversor multinível. . . . .	163
6.4	Fontes de tensões isoladas para alimentação dos circuitos de comando das chaves de potência. . . . .	164
6.5	Circuito de comando, baseado em componentes discretos para disparo das chaves de potência. . . . .	165
6.6	Análise harmônica da tensão de saída para, o inversor a IGBT's "+", inversor a MOSFET's no modo 2 níveis "*" e inversor a MOSFET's no modo 3 níveis "o". . . . .	166
6.7	Tensão e corrente de saída para os seguintes sistemas: a) IGBT; b) MOSFET três níveis; c) MOSFET dois níveis. . . . .	167
6.8	Tensões nos capacitores principais do "charge-pump" (a) e reguladas pelos diodos zenner (b). . . . .	168
6.9	Tensões sobre as chaves do inversor, quando em operação. (a) transição de $-E_{cc}/2$ para $E_{cc}/2$ , (b) transição de $E_{cc}/2$ para $-E_{cc}/2$ e (c) vista expandida. . . . .	169
6.10	Tensões de saída (a) e detalhe da modulação PWM (b) mostrando a transição utilizando tensão nula. . . . .	170
6.11	Tensão de fase e correntes referentes ao funcionamento de um motor de indução acionado pelo inversor proposto em malha aberta (a) e tensão no banco de capacitores durante o funcionamento (b).. . . . .	170

# Capítulo 1

## Introdução

Ao tratar sobre o acionamento de máquinas elétricas de indução, é importante esclarecer os objetivos do estudo, tendo em vista a abrangência do tema. Em geral, o termo “acionamento” refere-se a toda e qualquer forma de fornecer a tensão de alimentação necessária para o funcionamento da máquina elétrica de indução, como motor. Todavia, neste trabalho, é de interesse o acionamento realizado por meio de um inversor de frequência. Este, por sua vez, consiste no estágio de saída de um conversor estático, responsável pela conversão CC/CA. Ao conjunto “inversor + motor” será cedida a denominação de “sistema de acionamento”.

Em termos práticos, a utilização de um inversor é justificada pela capacidade de permitir o uso racional da energia elétrica fornecida ao motor de indução para que ocorra o processo de conversão eletromecânica de forma controlada. Isto porque o uso de um inversor permite uma redução do esforço mecânico ao qual a carga conectada ao eixo do motor é submetida, em virtude da possibilidade de variar a tensão e/ou a frequência da alimentação suavemente, na partida ou em transitórios, mesmo sendo uma tensão chaveada. Em outras palavras, o acionamento por meio de um inversor, permite uma melhoria na qualidade do conjugado (conjugado livre de componentes harmônicos de baixa frequência). Além disto, a eliminação dos picos de corrente evita um sobredimensionamento da cabeção.

Quando o acionamento de um motor de indução, por meio de um inversor, está associado a estratégias de controle de fluxo e conjugado, define-se então um “sistema de acionamento de alto desempenho” para motores de indução. Assim, as aplicações que exigem um controle de velocidade, outrora destinadas aos motores de corrente contínua, passaram a ser realizadas por motores de indução.

Os avanços da eletrônica de potência em conjunto com o desenvolvimento dos semicondutores viabilizaram conversores estáticos confiáveis para o acionamento de motores



de indução a um custo aceitável ao ponto de permitir a difusão desta tecnologia nas indústrias.

Atualmente, a estrutura padrão de um sistema de acionamento de alto desempenho considera a utilização de um motor de indução trifásico, acionado por um inversor com seis chaves (duas por fase), para regular a amplitude e a frequência da tensão de alimentação aplicada ao motor. Para este tipo de sistema, vêm sendo consideradas algumas propostas com o intuito de satisfazer critérios de robustez (continuidade operacional) e/ou custos. No que se refere à garantia da continuidade operacional de um sistema de acionamento, Thorsen e Dalva [1] mostraram que mais de 50% das falhas são decorrentes de um mau funcionamento dos circuitos de controle das chaves de potência. Portanto, fazer com que o motor se mantenha em funcionamento após a perda do controle de uma das chaves do inversor ou até mesmo de duas chaves de um mesmo braço, traduz-se em um ganho de confiabilidade.

Como possíveis soluções para o problema, pode-se considerar a presença de um braço auxiliar que deverá atuar diante da deficiência operacional ou ainda estabelecer critérios para continuar alimentando o motor com os braços que ficaram fora da falta. A isolação da falta associada ao controle adequado do inversor para manter a qualidade do conjugado desenvolvido pelo motor no processo de conversão eletromecânica, resulta em um “sistema de acionamento tolerante a falha”. Uma vez que o motor é mantido em funcionamento, fica excluída uma parada não programada para manutenção ou até mesmo uma parada abrupta que possa provocar maiores danos a outros equipamentos ou máquinas.

No presente trabalho, o termo “falha” especifica um problema que impede o funcionamento de um componente do inversor ou um problema de natureza elétrica no motor. Já o termo “falta” refere-se a toda e qualquer condição decorrente de uma “falha”.

Um aspecto importante a ser observado é a existência de uma dualidade em termos de estrutura de acionamento a partir do momento em que fica garantido o funcionamento do sistema de acionamento utilizando apenas dois braços do inversor para alimentar duas fases de um motor trifásico. Ou seja, fica disponibilizada uma estrutura com número reduzido de componentes para realização do acionamento de motores de indução. A redução do número de componentes, por sua vez, passa a ser encarada como uma redução de custo. De uma forma ou de outra, fica evidente uma evolução no sistema de acionamento satisfazendo a exigência de, em termos práticos, torná-lo uma tecnologia viável.

Nos parágrafos anteriores, conforme pode-se observar, há um direcionamento para

os sistemas de acionamento que utilizam motores de indução trifásico. Afora estas estruturas, é possível considerar aquelas que utilizam máquinas bifásicas para constituir um sistema de acionamento. Ao fazer referência às máquinas bifásicas é importante trazer à memória que os motores monofásicos dotados de dois enrolamentos (principal e auxiliar) são antes de tudo um motor bifásico. O ganho com o conhecimento de um sistema de acionamento desta natureza ocorre no instante em que se busca um acionamento de alto desempenho para um sistema que em sua forma original já possui um motor monofásico (motor bifásico assimétrico). Neste caso, considera-se suficiente a adição do conversor estático para obter o sistema de acionamento de alto desempenho, mantendo a estrutura mecânica do processo em que o motor é solicitado. A importância deste procedimento aumenta devido ao grande número de motores monofásicos dotados de dois enrolamentos, empregados para acionar diversos tipos de cargas que necessitam operar com velocidade variável. Como por exemplo, ventiladores, centrifugas e bombas que em virtude da operação controlada do motor podem passar a operar levando em conta o uso racional da energia.

Neste trabalho, são considerados diferentes sistemas de acionamento alternativos com capacidade de operar de forma eficiente quanto ao processo de conversão eletromecânica. Assim, as alternativas propostas são avaliadas em termos de custo e desempenho operacional. Dentro da presente proposta considera-se diferentes topologias de inversores. Em um primeiro momento foram avaliadas topologias que utilizam dispositivos IGBTs (*Isolated Gate Bipolar Transistors*) para realizar o chaveamento do circuito de potência. Nesta etapa, foram consideradas diferentes possibilidades de utilização destas estruturas, figuras 1.1(a), (b) e (c), incluindo a possibilidade da redução do número de componentes e de utilização de diferentes máquinas de indução. Em adição, é proposto um inversor multinível, com neutro grampeado, utilizando dispositivos MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), figura 1.1(d), e um circuito de comando baseado em componentes discretos, para sistemas de baixa potência e baixo custo. Mesmo sendo um inversor com capacidade de operar em três níveis de tensão faz parte da presente proposta definir um modo de operação baseado no controle de um inversor de dois níveis. Apesar da figura 1.1(d) considerar apenas a versão trifásica do inversor multinível, será assumido que, além da equivalência direta com o inversor da figura 1.1(b), ele também é realizável tal como proposto na figura 1.1(a). Em complemento, a figura 1.2 ilustra os tipos de motores de indução que define a carga a ser acionada pelo inversor. Por questões de objetividade e equivalência, as discussões que seguem são direcionadas para a topologia com dispositivos IGBTs. Assim, uma combinação entre os inversores ilustrados na figura 1.1 e os motores da

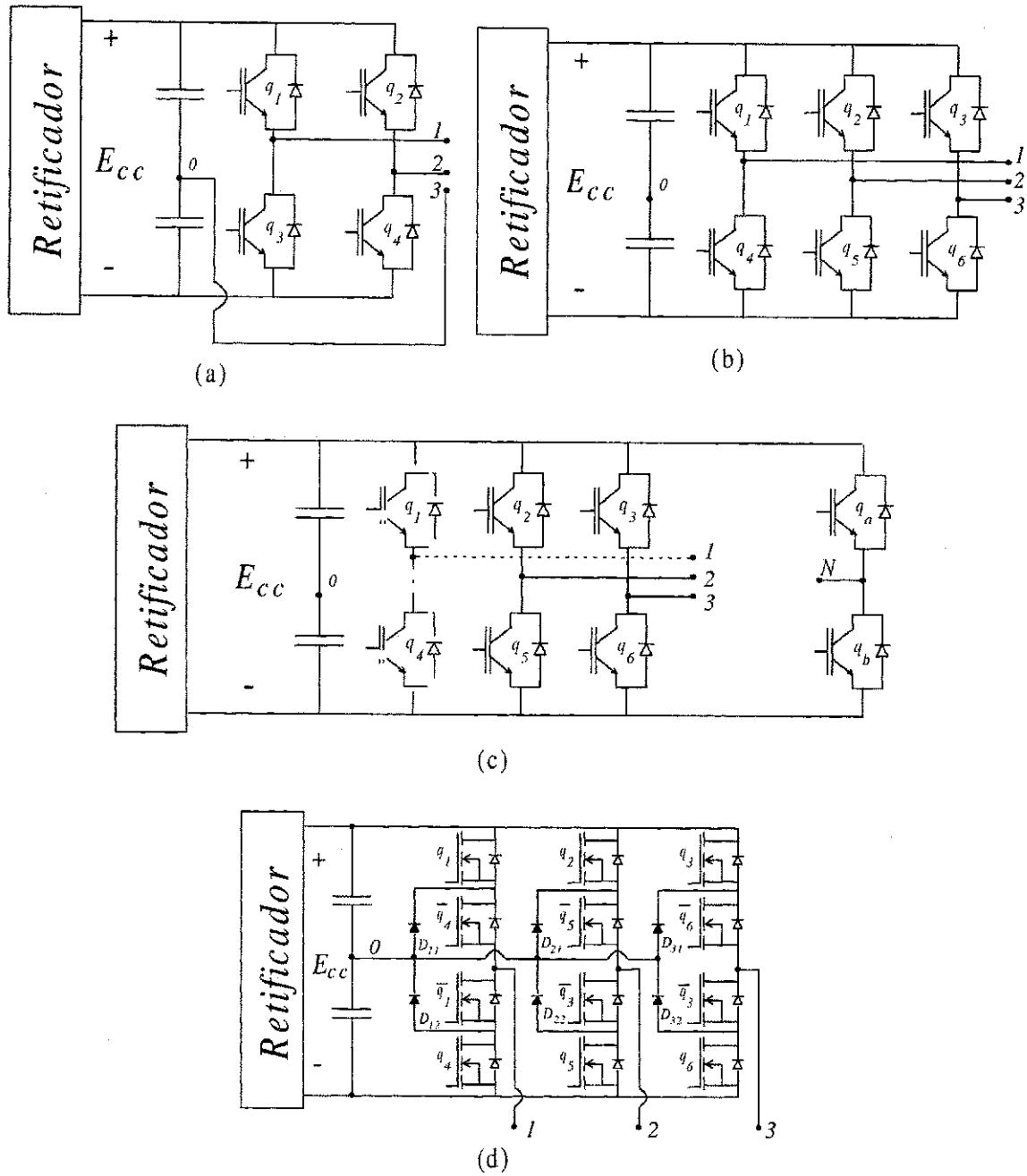


Figura 1.1: Topologias de inversores utilizadas para compor um sistema de acionamento.

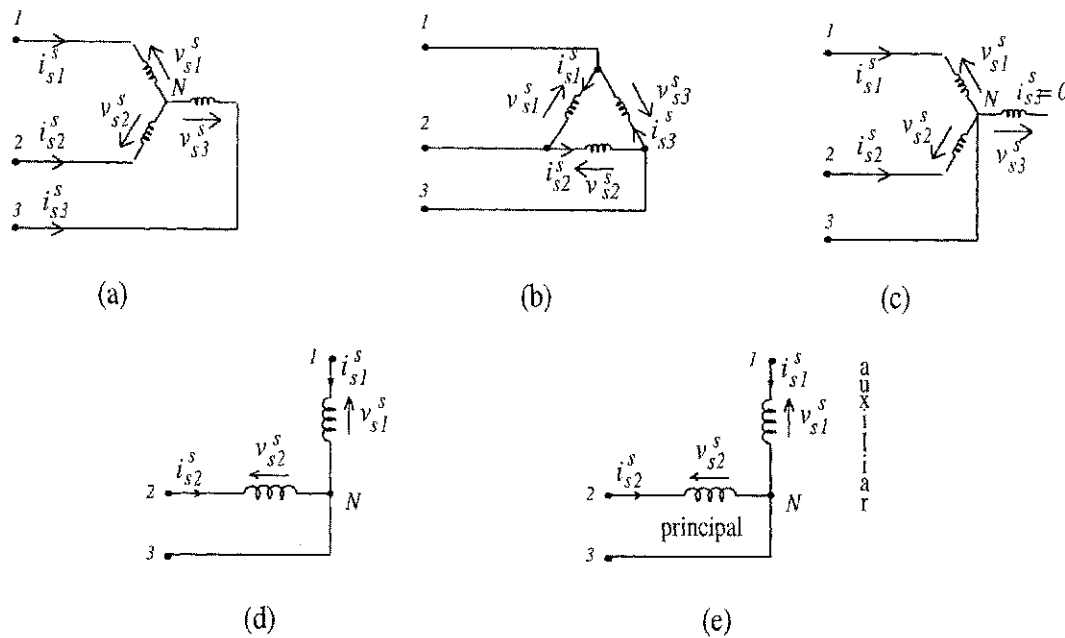


Figura 1.2: Diferentes tipos de motores de indução utilizados para compor um sistema de acionamento.

figura 1.2 permite estabelecer sete diferentes sistemas de acionamento. Com o auxílio das figuras 1.2 e 1.1, admite-se as seguintes possibilidades na composição de um sistema de acionamento com número reduzido de componentes: 1) inversor com quatro chaves alimentando um motor trifásico em Y, figuras 1.1(a) e 1.2(a); 2) inversor com quatro chaves alimentando um motor trifásico em  $\Delta$ , figuras 1.1(a) e 1.2(b); 3) inversor com quatro chaves alimentando um motor trifásico com apenas dois enrolamentos ativos, figuras 1.1(a) e 1.2(c); 4) inversor com quatro chaves alimentando um motor bifásico, figuras 1.1(a) e 1.2(d). No que se refere ao acionamento de um motor de indução monofásico, são admitidas duas possibilidades: 5) acionamento utilizando um inversor com quatro chaves, figuras 1.1(a) e 1.2(e); ou 6) acionamento utilizando um inversor com seis chaves, figuras 1.1(b) e 1.2(e). Em relação a um sistema tolerante a falhas, tem-se: 7) inversor com oito chaves alimentando um motor trifásico em Y, após a perda de um dos braços do inversor, figuras 1.1(c) e 1.2(a). Para que o desempenho do acionamento não seja comprometido estas estruturas deverão ser capazes de garantir o funcionamento equilibrado do motor mesmo para situações assimétricas de funcionamento. Partindo desta premissa, devem ficar bem definidos, para cada uma das estruturas, os algoritmos de Modulação em Largura de Pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*), tanto na forma escalar como vetorial e o controle das correntes, normalmente, solicitado como a malha mais interna de um sistema de acionamento de alto desempenho.

Em particular, nos casos em que o motor trifásico opera com uma fase em aberto e no acionamento do motor monofásico (bifásico assimétrico), as considerações sobre o funcionamento em regime permanente são de suma importância para se atingir os objetivos propostos neste trabalho. Objetivos estes que se traduzem no desenvolvimento de estruturas estáticas especiais para obtenção de sistemas de acionamento alternativos ou sistemas de acionamento com tolerância a falhas.

## 1.1 Contribuições do Trabalho

As contribuições deste trabalho ocorrem no campo da Eletrônica de Potência e do Acionamento de Máquinas Elétricas.

No âmbito da Eletrônica de Potência propõe:

- Um algoritmo genérico para realização do controle dos inversores considerados. Ou seja, 1) inversor com dois braços alimentando diferentes tipos de máquinas; 2) inversor com três braços alimentando uma máquina bifásica ou monofásica; 3) inversor com quatro braços alimentando uma máquina trifásica com capacidade de tolerância a falta;
- Operação de um inversor multinível, utilizando dispositivo MOSFETs e baseado no funcionamento de um inversor dois níveis, visando redução de custos;
- Circuito de comando alternativo para inversores com neutro grampeado;

No que se refere ao Acionamento de Máquinas Elétricas desenvolve:

- Aplicação dos princípios do acionamento de alto desempenho para sistemas alternativos e para as máquinas elétricas de indução assimétricas;
- Modelagem da máquina assimétrica com dois enrolamentos e da máquina monofásica com base no modelo  $dq$  convencional encontrado na literatura de forma a estender os conceitos de acionamento de alto desempenho para estes casos particulares de assimetria;
- Aplicação de um controlador de sequência negativa visando a adaptação de estratégias de alto desempenho para máquinas assimétricas.

Em síntese, ficam estabelecidos sistemas de acionamento alternativos, expansão do acionamento de alto desempenho aos motores de indução monofásicos e tolerância à falha de um sistema de acionamento constituído por um inversor e uma máquina

trifásica. Tudo isso, quando somado, significa opções de um melhor uso da energia elétrica e mecânica envolvidas no acionamento de máquinas elétricas de indução.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

A revisão bibliográfica, aqui apresentada, mostra como os diferentes aspectos que compõem um sistema de acionamento vêm sendo tratados ao longo do tempo. A evolução das estruturas reduzidas, baseadas em dispositivos do tipo IGBT, tanto do ponto de vista topológico como do ponto de vista operacional é considerada, levando em conta o controle do inversor e da corrente fornecida à máquina, normalmente exigidos. Para o sistema multinível, faz-se uma localização do tema, de forma a fornecer as bases sobre as quais este tipo de inversor foi desenvolvido. Quanto ao acionamento da máquina monofásica (bifásica assimétrica), é necessário tratar este assunto como um caso a parte, frente às particularidades impostas por este tipo de máquina. Todavia, há de se reconhecer que este tipo de máquina é bastante propício para constituir um sistema reduzido de baixa potência, seja pelo grande número de unidades já instaladas ou devido ao fato de que para potências inferiores a 1cv, o custo deste tipo de máquina é inferior ao de uma máquina trifásica.

Em virtude de algumas semelhanças entre um sistema de acionamento com número reduzido de componentes e um sistema tolerante a falhas, trata-se então da tolerância a falhas, já que um sistema com alguns de seus componentes fora de operação passa a ser reduzido, mesmo que não tenha sido projetado para operar continuamente nestas condições.

### 1.2.1 Estruturas Reduzidas

As estruturas reduzidas começaram a chamar a atenção dos pesquisadores em 1984, quando Van Der Broeck e Van Wik [2] apresentaram os resultados de um estudo, comparando uma estrutura convencional dotada de seis chaves na unidade inversora e estruturas alternativas com um número reduzido de componentes. Entre os sistemas apresentados, um deles, que utiliza apenas três chaves, é descartado por limitações práticas. O outro, constituído de quatro chaves em sua unidade inversora, é capaz de acionar motores trifásicos a custo de um acréscimo do conteúdo harmônico da tensão gerada; todavia, demonstrando a viabilidade do acionamento de uma máquina trifásica, utilizando um inversor com um número reduzido de chaves.

Antes disto, verifica-se que, a partir do momento em que os avanços da Eletrônica de Potência viabilizaram a troca dos tiristores pelos transistores, registra-se a eliminação

de componentes auxiliares de comutação. Assim, a redução do custo de um conversor pode ocorrer em consequência da economia do número de chaves e seus respectivos circuitos de comando. Posteriormente, Enjeti *et alli* apresentam diferentes estruturas que realizam a conversão de um sistema monofásico em trifásico, utilizando estruturas reduzidas, com destaque para as estruturas que utilizam-se de apenas seis chaves e um divisor de tensão capacitivo [3] e [4]. Neste caso, a estrutura reduzida também realiza o controle da corrente de entrada, permitindo um fator de potência próximo a unidade.

A partir da metade da década de 90, o interesse dos pesquisadores apontava para definição de estratégias de controle deste tipo de inversor com a finalidade de alimentar motores de indução [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13], [14], [15] e [16]. Nos trabalhos de Jacobina *et alli* [5] e [6], foram avaliados e classificados três padrões de chaveamento, utilizando-se tanto a implementação escalar como a vetorial, em implementações digitais. As comparações do sistema com quatro chaves, em relação ao sistema convencional (seis chaves), mostraram que, em termos de distorção harmônica, o primeiro apresenta um desempenho bem inferior para baixos índices de modulação ( $m$ ,  $m < 0,5$ ). Conclusões semelhantes também são apresentadas por Blaabjerg *et alli* [7].

Já Ribeiro *et alli* [10], bem como Kim e Lipo [11] apresentaram resultados de estudos sobre um conversor que utiliza quatro chaves na unidade retificadora de um sistema trifásico e outras quatro para realizar a conversão CC/CA para alimentar uma carga trifásica. Desta forma, é possível definir o funcionamento deste tipo de conversor com um fator de potência próximo da unidade.

Em estudo mais recente, Jacobina *et alli* [14] apresentam o inversor com quatro chaves para acionar diferentes tipos de máquina de indução: 1) máquina trifásica em sua forma convencional; 2) máquina trifásica dotada de apenas dois enrolamentos e 3) máquina bifásica. Esta última, considerando sua semelhança com um sistema que utiliza um inversor com seis chaves para acionar uma máquina trifásica, seria a forma mais direta de utilização do inversor com quatro chaves. A evolução deste trabalho é apresentada no capítulo 3.

No caso da máquina trifásica dotada de dois enrolamentos surge a dualidade do sistema reduzido com o sistema tolerante à falha. Foi exatamente desta forma que Liu e Lipo [17] trataram esta configuração para aumentar a robustez de um sistema de acionamento de um motor de indução submetido a um controle com orientação pelo campo. Na seção “Sistema de Acionamento Tolerante à Falha”, serão disponibilizadas outras citações referentes a sistemas tolerantes a falha. Uma observação importante refere-se ao fato de que um inversor originalmente com seis chaves pode ser tratado

como reduzido, após a ocorrência de uma falha em suas chaves.

Na sequência, será apresentada a parte da revisão bibliográfica referente ao estudo do sistema multinível, sobre o acionamento de máquinas monofásicas (bifásicas assimétricas) e em seguida tratar dos sistemas de acionamento com tolerância à falha. Logo após, serão feitas considerações que envolvem o controle PWM do inversor e o controle de corrente em situações que a carga apresenta desequilíbrio.

### 1.2.2 Inversores Multiníveis

Tradicionalmente, a evolução dos inversores multiníveis tem sido sustentada por dois motivos: 1) desenvolvimento de sistemas de alta tensão e 2) redução de harmônicos responsáveis por perdas no processo de conversão eletromecânica. Basicamente a literatura apresenta três estruturas básicas para inversores multiníveis [18], a saber: 1) Inversores com grampeamento do neutro; 2) Inversores com capacitores flutuantes e 3) Inversores em cascata com fontes CC isoladas.

Obviamente, cada um dos tipos de inversores têm vantagens e desvantagens diante aplicações específicas bem como diferentes propostas para controle das chaves, cuja abordagem foge ao escopo deste trabalho, [19, 20, 21, 22, 22, 23, 24, 25]. Assim, no desenvolvimento de uma topologia alternativa para o acionamento de máquinas de indução de baixa potência é proposto uma nova utilização para a topologia com capacidade de operação em três níveis baseada em dispositivos do tipo MOSFET com neutro grampeado. A diferença é que o inversor proposto tira vantagem da conexão série das chaves de potência utilizando dispositivos de baixa potência e opera segundo a lógica de um inversor de dois níveis. Em termos de custo, a utilização proposta para esta topologia busca a vantagem de que atualmente as chaves do tipo MOSFET possuem uma relação de custo de 4:1 em relação as do tipo IGBT, mantida a equivalência em corrente de condução.

### 1.2.3 Acionamento de Alto Desempenho para Motores Monofásicos

A abordagem do acionamento de “motores monofásicos”, utilizando um número reduzido de componentes (inversor com quatro chaves), pode ser encarado com naturalidade. Isto porque os motores monofásicos que interessam a este trabalho devem ser dotados de dois enrolamentos estatóricos, a saber: enrolamento auxiliar e enrolamento principal. Por outro lado, o inversor é bifásico, o que permite formar o par fonte bifásica - motor bifásico.



Sobre a classificação dos tipos de motores monofásicos considerados, em função do princípio utilizado para partida, tem-se:

1. Motor de indução de fase dividida (partida à resistência)
2. Motor de fase dividida com partida a capacitor
3. Motor de fase dividida com capacitor permanente
4. Motor a duplo capacitor

No acionamento utilizando um inversor bifásico, estas denominações ficam sem sentido, até porque os acessórios (chave centrífuga, capacitores de partida e de regime permanente) são eliminados. Ao longo de muitos anos, a preocupação com estes motores consistia em definir um modelo matemático que pudesse representá-los sem ser questionado [24] e [25]. Nesta época, os modelos de regime permanente tinham uma maior importância e firmou-se a teoria do duplo campo girante. O interesse pela análise do comportamento dinâmico destes motores [26] fez com que a teoria generalizada para máquinas elétricas [27] se tornasse de maior utilidade. Vale ressaltar que, estas teorias são equivalentes. Em virtude das características presentes no acionamento de um motor de indução, neste trabalho, será lançado mão da teoria generalizada das máquinas elétricas.

A caracterização do funcionamento destes motores é objetivo de estudo de diversos trabalhos [28], [29], [30], [31], [32]. Todavia, a dependência de um capacitor para suavizar o funcionamento tem impedido o avanço do acionamento à velocidade variável deste tipo de máquina. Mesmo assim, alguns trabalhos apresentam tentativas de melhorias, mantendo a estrutura original destes motores, [33], [34], [35], [36] e [37]. Exceto em [35], a proposta consiste em utilizar capacitores variáveis para minimizar as pulsações do conjugado eletromagnético ou controlar o ângulo entre as tensões das fases de forma a modificar o valor médio do conjugado. Já a proposta de Collins, em [35], é baseada em uma fonte de frequência variável, todavia considerava apenas o uso do enrolamento principal. Isto implicava em severas restrições ao conjugado médio, nas baixas velocidades, o que inviabilizava sua utilização. Além disto, não é possível observar nenhuma melhoria no sentido de minimizar as oscilações do conjugado eletromagnético.

No que se refere ao acionamento de motores bifásico “simétricos”, é possível listar alguns trabalhos que tratam de aspectos comuns ao acionamento do motor monofásico, [38], [39] e [40]. Apesar da contribuição no acionamento a velocidade variável utilizando uma máquina bifásica simétrica, quando analisado sob o ponto de vista da máquina assimétrica, estes trabalhos não trazem maiores subsídios. Já no trabalho de Holmes e

Kotsopoulos [41], encontram-se conclusões importantes no que se refere ao acionamento de uma máquina monofásica, utilizando um inversor com seis chaves. No entanto, não há maiores considerações sobre um funcionamento equilibrado ou o controle das correntes. Nos trabalhos de Rahman *et ali* ([42] e [43]), é possível observar um esforço para a implementação de um sistema capaz de realizar um acionamento de alto desempenho, empregando um motor monofásico (bifásico assimétrico) que resulta em uma estrutura com o número reduzido de componentes. Mais uma vez, não é considerada a influência da assimetria no funcionamento do sistema.

Em trabalhos mais recentes, tem sido preferível não desprezar a assimetria da máquina [44], [45], [46], [47] e [48]. Na realidade, ao desprezar os desequilíbrios inerentes da máquina ocorre um comprometimento do desempenho, uma vez que o conjugado eletromagnético será pulsante a uma frequência correspondente ao dobro da fundamental utilizada na alimentação. Desta forma, o direcionamento de estratégias de controle de alto desempenho para motores monofásicos exige primeiramente o conhecimento da assimetria dos enrolamentos estatóricos e em seguida, tratá-la para que se possa utilizar as estratégias convencionais.

Assim, não são apenas os motores monofásicos dotados de dois enrolamentos que necessitam de considerações a respeito de assimetria. Conforme colocado anteriormente, uma máquina trifásica, operando com uma estrutura com o número reduzido de componentes reduzido, utilizando apenas dois dos três enrolamentos, também possui particularidades. Além disto, como um sistema de acionamento que apresenta problemas operacionais, sofre uma redução involuntária do número de componentes, tornam-se necessárias considerações sobre “Sistema de Acionamento Tolerante a Falha”.

#### 1.2.4 Sistema de Acionamento Tolerante à Falha

Na pesquisa realizada por Thorsen e Dalva [1], conclui-se que mais de 50% das falhas verificadas em um sistema que utiliza um inversor como uma fonte de frequência variável ocorrem nos circuitos de controle das chaves de potência. Conseqüentemente, uma vez que se possa garantir o funcionamento sob a condição de falta, assume-se uma tolerância à falha. Portanto, para fazer jus ao enfoque de um sistema com o número reduzido de componentes, os tipos de falhas que serão consideradas neste trabalho referem-se à perda de uma ou duas chaves de um mesmo braço do inversor, ou ainda a abertura de uma das fases.

De acordo com Spée *et ali*, [49], há uma estreita relação entre a tolerância à falha e a busca por melhoria no desempenho do sistema de acionamento em uma situação de desbalanceamento. Em ambos os casos, o sucesso é atingido quando consegue-

se restabelecer condições mínimas de funcionamento do motor, conjugado/velocidade, eliminando o desbalanceamento.

Para o tratamento com falhas, em um sistema de acionamento, são necessários basicamente três estágios: 1) A detecção da falta; 2) Reconfiguração do sistema e 3) Reestabelecimento do controle do sistema. No que diz respeito à detecção da falta, pode-se afirmar que é um tema bastante complexo. Isto porque tradicionalmente os dispositivos que atuam em situações de faltas (relés, disjuntores, sensores de temperatura e fusíveis, entre outros) operam no sentido de desligar o sistema sem que ocorra uma identificação do problema. Levando em conta as distintas partes envolvidas no acionamento de um motor (retificador, banco de capacitor, inversor q motor) e as sub-unidades que compõem estas partes, é fácil verificar inúmeras combinações de falhas entre estes componentes. Todavia, é possível apontar alguns trabalhos que apresentam avanços nesta área [50], [51], [52] e [53].

Nestes trabalhos, a detecção da falha é baseada na observação dos sinais envolvidos no processo (normalmente correntes e tensões) e realiza-se uma análise sobre a forma de onda [50], ou sobre o espectro de frequência [51], ou sobre o plano de fase [52], ou sobre a propagação do erro entre os sinais medidos e seus respectivos valores de referência [53] para que se obtenha uma “assinatura” do tipo de falha.

Em relação à reconfiguração do sistema, acredita-se na possibilidade de que isto seja previamente determinado em função dos tipos de falhas admitidos para o sistema e do tipo de acionamento em questão. Ou seja, tipo de carga acoplada a máquina, especificações nominais, limitações mecânicas entre outras que se possam considerar. Por fim, o controle do sistema deverá ser restabelecido. Em se tratando de uma falta que resulte na perda de um braço completo do inversor, é viável considerar algumas possibilidades para que não ocorra uma interrupção do funcionamento:

1. Fazer com que o motor trifásico opere no modo monofásico;
2. A fase inativa é conectada ao ponto central do capacitor;
3. Uma vez que o motor esteja configurado em Y, conecta-se o neutro ao ponto central do banco de capacitor ou;
4. Caso esteja disponível um braço sobressalente, este será utilizado conectado ao neutro da máquina.

Para a primeira alternativa, observa-se severas limitações quanto ao estabelecimento de um conjugado mecânico ao menos próximo do conjugado nominal. Em seguida, faz-se necessário compensações que minimizem as pulsações características do conjugado

neste modo de funcionamento [54]. No segundo caso, estudos mostram que é possível realizar a operação da máquina a 58% de sua capacidade nominal (potência), desde que o inversor seja controlado de forma adequada, [2] e [14]. A terceira opção apresenta-se mais simples que a anterior, uma vez que a reconfiguração do sistema não necessita identificar qual fase deixou de funcionar. Além disto, a depender do dimensionamento dos elementos do sistema, é possível operar acima de 58% da capacidade nominal, [15] e [14]. Por fim, considera-se a vez em que a confiabilidade do sistema é colocada à frente do custo. Obviamente, esta configuração foge ao escopo da redução do número de componentes. Todavia, devido à semelhança do princípio de funcionamento com a situação, na qual o neutro da máquina é conectado ao neutro capacitivo, não é possível desprezá-la neste estudo.

### 1.2.5 Modulação em Largura de Pulso

Ao longo do tempo, as técnicas de modulação em largura de pulso tornaram-se quase que um tópico obrigatório no controle de um inversor com seis chaves. Entre um sem número de trabalhos relacionados com o tema, o estudo realizado por Alves [55] reúne os princípios e evoluções desta técnica.

No que se refere às técnicas de modulação em largura de pulso destinadas aos sistemas de acionamento relacionados neste trabalho, pode-se afirmar que são utilizados princípios semelhantes aos de um inversor com seis chaves, alimentando uma carga trifásica para determinar padrões de PWM. Ou seja, menor distorção harmônica, melhor aproveitamento do barramento CC e redução das perdas por chaveamento. Além disto, utiliza-se do modo vetorial de operação dos inversores que por sua vez permite implementações digitais.

Entendendo que os sistemas com número reduzido de componentes sucedem às evoluções adotadas para um sistema com seis chaves, é importante citar os trabalhos de Broeck *et alli* [56], Enjeti *et alli* [57] e Jacobina *et alli* [58], como referência ao que se pretende estabelecer para um sistema reduzido. Desta forma, em [56], encontra-se a base para o tratamento vetorial da modulação. Já em [57], ficam estabelecidos critérios para eliminação de harmônicos. Por fim, em [58], é apresentada a equivalência entre as abordagens escalar e vetorial. A partir desta equivalência, mostra-se como proceder para realizar a implementação digital. Por conseguinte, no momento em que ocorre um paralelo das técnicas já desenvolvidas para um sistema convencional e do que se dispõe para os sistemas considerados neste trabalho, admite-se que ocorreu uma evolução a nível de controle do inversor.

No caso em que se utiliza um inversor com apenas quatro chaves e uma das fases

é conectada ao ponto central do divisor capacitivo, encontram-se disponíveis alguns trabalhos que apresentam as técnicas vetoriais de operação do inversor, [8], [7], [5], [6], [9], [12], [13], [59] e [14]. Além de estabelecer todo o algoritmo para a modulação vetorial, estes trabalhos possuem em comum a busca por um padrão cujas perdas em função do conteúdo harmônico sejam reduzidas.

No que se refere à utilização da máquina bifásica, observa-se algumas definições para este tipo de acionamento [38], [39], [40] e [60]. Todavia, não se encontra na literatura uma equiparação com as definições do caso que utiliza uma máquina trifásica e um inversor com seis chaves. E mais, não há um comparativo entre o acionamento utilizando dois braços e o que utiliza três. Este último viabiliza a utilização das rodas livres, uma vez que permite aplicar vetores nulos.

De um modo geral em relação às estratégias de PWM, considera-se o seguinte panorama a ser explorado neste trabalho: 1) Equivalência entre as estratégias escalar e vetorial para os sistemas com quatro chaves; 2) Definição e equivalência das estratégias escalar e vetorial para os sistemas com seis chaves nos casos em que se considera o acionamento da máquina trifásica com dois enrolamentos e da máquina monofásica (bifásica assimétrica).

### 1.2.6 Controle de Corrente

Em se tratando de acionamento de alto desempenho para máquina de corrente alternada, é comum o controle desacoplado do fluxo e conjugado. Para tanto, é possível utilizar uma abordagem vetorial e controladores do tipo SISO (Single Input Single Output), [61] e [62]. Em cascata, e constituindo o laço mais interno, encontra-se o controle de corrente (em alguns casos utiliza-se o controle do fluxo estatórico). Desta forma, é notória a importância do controle de corrente quando se refere ao acionamento de máquinas elétricas de indução.

Durante algum tempo, os estudos nesta área buscavam comparações entre os tipos de controladores passíveis de uso, [63] e [64]. Entre estes estão os controladores *PI* (Proporcional-Integral), Preditivo e Histerese. Em termos teóricos, o controlador preditivo é o que mostra-se capaz de realizar a tarefa de forma mais eficiente que os demais, uma vez que fornece uma solução exata. Isto sempre que os parâmetros do sistema são conhecidos. Já o controle por histerese mostra-se sempre eficiente independente do conhecimento dos parâmetros ou até mesmo do tipo de aplicação (filtros ativos, retificação ou máquinas como é o caso) [65]. Normalmente, exige-se uma frequência de chaveamento variável e elevada do inversor. No que se refere ao uso de controladores *PI*, é comum atribuí-lo à capacidade de prover um certo nível de robustez ao sistema.

Ademais, permite ao conversor operar com uma frequência fixa segundo o princípio de PWM. Em termos de acionamento de máquinas de corrente alternada, verificam-se algumas variantes deste controlador: o controle sobre as grandezas alternadas que impede um erro de regime permanente nulo, o controle sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono (grandezas CC) que possibilita a obtenção de um erro nulo e uma variante deste último que ao incorporar as operações de mudança de referencial atua sobre as grandezas alternadas com a capacidade de conduzir o erro de regime para zero, [68], [69] e [70]. Com base nestes argumentos, pode-se até concluir que as evoluções, em termos de estratégia para o controle de corrente no acionamento de máquinas de indução, utilizando controladores *PI*, seriam desnecessárias. Contrário a esta colocação, encontram-se os argumentos de Kazmierkowsk e Malesani [71] os quais concluem que os controladores *PI* vêm perdendo espaço para os controladores do tipo preditivo, em implementações digitais. Isto porque ao contrário dos controladores preditivos, observa-se uma limitação na banda passante de um controlador *PI*, e apesar da garantia contra variações paramétricas, é bastante sensível ao desbalanceamento das grandezas elétricas envolvidas no processo. Normalmente, as situações de desbalanceamento não são consideradas nos estudos relacionados ao acionamento de máquinas de indução. Todavia, em [72], utiliza-se um controlador de sequência positiva e negativa em um sistema de acionamento sem sensor de posição, baseado na injeção de um sinal de alta frequência. Já no que diz respeito a aplicações de filtros ativos e retificadores, se faz necessário contemplar o controle de componentes de sequência negativa, bem como componentes harmônicas [73, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80, 81, 82].

A apreciação destas técnicas pode ser útil para estabelecer um controle eficiente nas situações em que se utiliza a máquina trifásica com apenas dois enrolamentos, bem como a máquina monofásica (bifásica assimétrica).

### 1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho encontra-se organizado em sete capítulos. O primeiro objetiva estabelecer uma motivação para o trabalho, acompanhado de uma revisão bibliográfica sobre os diferentes temas envolvidos.

No capítulo 2, intitulado Controle de Corrente, busca-se estabelecer as condições necessárias para realizar o controle de corrente de uma máquina elétrica, utilizando controladores *PI*, capazes de garantir um erro nulo mesmo para situações de desbalanceamento da máquina elétrica.

No capítulo 3, intitulado Acionamento com Estruturas Reduzidas, mostra-se como

um inversor com quatro chaves pode ser utilizado para compor um sistema de acionamento em conjunto com diferentes tipos de máquinas.

No capítulo 4, intitulado Aplicações à Máquina Monofásica, é estabelecido como as estratégias de acionamento de alto desempenho, originalmente desenvolvidas para as máquinas elétricas trifásicas podem ser adaptadas para uma máquina monofásica acionada por um inversor com quatro ou com seis chaves.

No capítulo 5, intitulado Sistema de Acionamento Tolerante a Falhas, é analisado e proposto um sistema com oito chaves com o intuito de aumentar a confiabilidade de um sistema de acionamento constituído, em princípio, por um inversor com seis chaves e um motor de indução trifásico.

No capítulo 6, intitulado Inversor Multinível são apresentados detalhes operacionais referentes a proposta do inversor multinível, baseado em dispositivos do tipo MOSFET.

O capítulo 7 apresenta as Conclusões Gerais sobre este trabalho, bem como propostas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Controle de Corrente

### 2.1 Introdução

Considerando a necessidade de realizar o controle de corrente em um sistema de acionamento de alto desempenho, conciliada à intenção de utilizar uma lei de controle linear que permite o inversor operar com uma frequência constante e em PWM, adota-se dentro dos objetivos deste trabalho o controle proporcional integral *PI*.

Além disto, a lei de controle proporcional integral possui a robustez necessária às variações paramétricas presentes nos motores de indução e permite o uso de técnicas de modulação em largura de pulso no controle do inversor a uma frequência fixa. Possivelmente, a popularidade deste controlador, no acionamento de máquinas, deve-se a estas características. No caso das máquinas de corrente alternada, é notório que a realização do controle das grandezas elétricas em um referencial síncrono permite um erro nulo em regime permanente, sem que ocorra a compensação de perturbações, devido à atuação do integrador sobre um erro CC. Situação válida sempre que a máquina em questão constituir uma carga equilibrada.

Entretanto, demonstra-se facilmente que, em casos de desbalanceamentos que venham a solicitar tensões de alimentação contaminadas com componentes de sequência negativa, torna-se necessário uma forma de compensação que continue garantindo um erro de regime permanente igual a zero. O detalhamento de uma proposta que contemple esta exigência será apresentado neste capítulo. Para tanto, será utilizado um modelo genérico para sistemas trifásicos e sistemas bifásicos com desbalanceamento na carga.



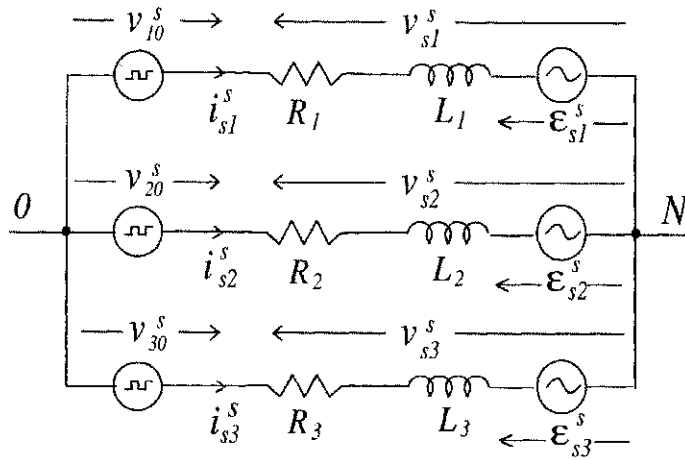


Figura 2.1: Circuito equivalente de uma carga trifásica desbalanceada, alimentada por um inversor e sem conexão do neutro.

## 2.2 Sistema Trifásico Desbalanceado

A figura 2.1 ilustra a representação típica de um sistema trifásico com três fios. As tensões  $v_{10}^s, v_{20}^s$  e  $v_{30}^s$  representam uma fonte de tensão trifásica constituída por um inversor e as fontes de tensão  $\epsilon_{s1}^s, \epsilon_{s2}^s$  e  $\epsilon_{s3}^s$  juntamente com os componentes  $RL$  compõem uma carga  $RLE$ , tal como uma máquina de indução pode ser descrita. O equacionamento do circuito apresentado na figura 2.1, segundo a lei das malhas, resulta na seguinte equação diferencial:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & -R_2 \\ -(R_1 + R_3) & -R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ -(L_1 + L_3) & -L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{s1}^s/dt \\ di_{s2}^s/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{12}^s \\ \epsilon_{31}^s \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

De uma forma genérica, o índice  $s$  indica que as variáveis encontram-se representadas em um referencial estacionário. As variáveis  $v_{12}^s, v_{31}^s, \epsilon_{12}^s$  e  $\epsilon_{31}^s$  utilizadas na equação (2.1) correspondem respectivamente a:  $v_{10}^s - v_{20}^s, v_{30}^s - v_{10}^s, \epsilon_{s1}^s - \epsilon_{s2}^s$  e  $\epsilon_{s3}^s - \epsilon_{s1}^s$ . Desta forma, caso as tensões  $v_{12}^s$  e  $v_{31}^s$  correspondam às saídas de um controlador, as tensões de fase  $v_{10}^s, v_{20}^s$  e  $v_{30}^s$ , que devem ser geradas pelo inversor, podem ser determinadas utilizando a seguinte condição:  $v_{10}^s + v_{20}^s + v_{30}^s = 0$ .

A obtenção de um modelo vetorial para o sistema é possível através da transformação de coordenadas definidas por:

$$y_{s123}^s = A y_{sodq}^s \quad (2.2)$$

sendo que:

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

com  $y_{s123}^s = [y_{s1}^s \ y_{s2}^s \ y_{s3}^s]^T$ ,  $y_{sodq}^s = [y_{so}^s \ y_{sd}^s \ y_{sq}^s]^T$  e  $\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T$ . O vetor  $y_{s123}^s$  ( $y_{sodq}^s$ ) pode ser substituído por um dos vetores de tensão, ou ainda de corrente. Uma vez que o neutro encontra-se desconectado, as componentes homopolares (índice  $o$ ) são nulas. Em síntese, esta transformação permite representar um sistema trifásico por um bifásico equivalente no que refere-se à potência. Assim, as tensões entre fase em função das componentes  $dq$ , são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_{12}^s \\ v_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{12}^s \\ \varepsilon_{31}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{sd}^s \\ \varepsilon_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Para as correntes, basta utilizar a submatriz de  $\mathbf{A}$  que relaciona as componentes envolvidas na equação (2.1) com as componentes  $dq$ .

$$\begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Aplicando as transformações definidas nas equações (2.4), (2.5) e (2.6) sobre (2.1) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & R_{dq} \\ R_{dq} & R_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} \\ L_{dq} & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_{sd}^s/dt \\ di_{sq}^s/dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varepsilon_{sd}^s \\ \varepsilon_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

sendo:

$$\begin{bmatrix} R_d & R_{dq} \\ R_{dq} & R_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_1 & -R_2 \\ -(R_1 + R_3) & -R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

donde conclui-se que

$$R_d = \frac{1}{6}(4R_1 + R_2 + R_3) \quad (2.9)$$

$$R_q = \frac{1}{2}(R_2 + R_3) \quad (2.10)$$

$$R_{dq} = \frac{1}{2\sqrt{3}}(R_3 - R_2) \quad (2.11)$$

De forma análoga, os valores de  $L_d$ ,  $L_q$  e  $L_{dq}$  podem ser determinados, substituindo a letra  $R$  por  $L$  nas equações (2.9), (2.10) e (2.11).

Dispondo das componentes  $dq$  obtém-se o modelo vetorial, utilizando a seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} y_{sdq}^s \\ \tilde{y}_{sdq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{sd}^s \\ y_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

sendo  $y_{sdq}^s$  e  $\tilde{y}_{sdq}^s$  vetores complexos definidos no referencial estacionário onde  $\tilde{y}_{sdq}^s$  é o conjugado de  $y_{sdq}^s$ . A transformação inversa é estabelecida como segue:

$$\begin{bmatrix} y_{sd}^s \\ y_{sq}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{sdq}^s \\ \tilde{y}_{sdq}^s \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Por fim, a equação vetorial do sistema trifásico desbalanceado é dada por:

$$v_{sdq}^s = R i_{sdq}^s + L \frac{di_{sdq}^s}{dt} + \varepsilon_{sdq}^s + \vartheta_{sdq}^s \quad (2.14)$$

sendo:

$$\vartheta_{sdq}^s = \tilde{\mathbf{R}} \tilde{i}_{sdq}^s + \tilde{\mathbf{L}} \frac{d\tilde{i}_{sdq}^s}{dt} \quad (2.15)$$

com  $R = (R_d + R_q)/2$ ,  $L = (L_d + L_q)/2$ ,  $\tilde{\mathbf{R}} = (R_d - R_q + j2R_{dq})/2$  e  $\tilde{\mathbf{L}} = (L_d - L_q + j2L_{dq})/2$ , observando que os parâmetros complexos são representados em negrito. Com base nas definições dos parâmetros do modelo, os vetores complexos em função das variáveis  $dq$  ficam definidos da seguinte forma:

$$v_{sdq}^s = v_{sd}^s + jv_{sq}^s \quad (2.16)$$

$$\tilde{v}_{sdq}^s = v_{sd}^s - jv_{sq}^s \quad (2.17)$$

$$\varepsilon_{sdq}^s = \varepsilon_{sd}^s + j\varepsilon_{sq}^s \quad (2.18)$$

$$\tilde{\varepsilon}_{sdq}^s = \varepsilon_{sd}^s - j\varepsilon_{sq}^s \quad (2.19)$$

$$i_{sdq}^s = i_{sd}^s + ji_{sq}^s \quad (2.20)$$

$$\tilde{i}_{sdq}^s = i_{sd}^s - ji_{sq}^s \quad (2.21)$$

O termo  $\vartheta_{sdq}^s$  descreve analiticamente o desbalanceamento da porção  $RL$  da carga que pode gerar vetores de sequência negativa. É importante observar que o surgimento de vetores de sequência negativa ocorre sempre que  $|\varepsilon_{sd}^s|$  ou  $\angle \varepsilon_{sd}^s$  forem diferentes de  $|\varepsilon_{sq}^s|$  ou  $\angle \varepsilon_{sq}^s - \pi/2$ , bem como,  $|i_{sd}^s|$  ou  $\angle i_{sd}^s$  forem diferentes de  $|i_{sq}^s|$  ou  $\angle i_{sq}^s - \pi/2$ . Neste último caso, considera-se o funcionamento do inversor como fonte de corrente e a referência da corrente desbalanceada.

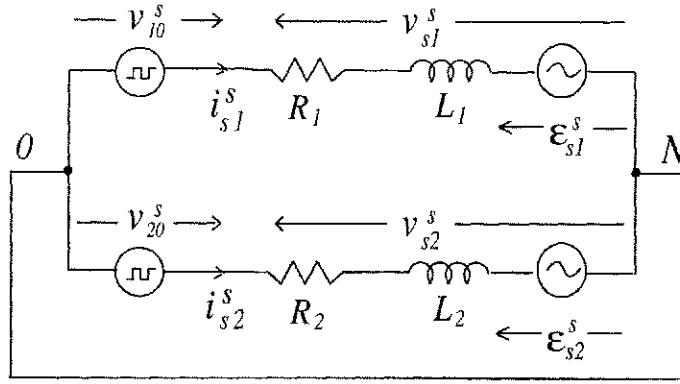


Figura 2.2: Circuito equivalente de uma carga bifásica desbalanceada, alimentada por um inversor.

## 2.3 Sistema Bifásico Desbalanceado

Um sistema bifásico pode ser representado por um circuito tal qual o ilustrado na figura 2.2. As equações que descrevem este circuito são dadas por:

$$v_{sd}^s = R_d i_{sd}^s + L_d \frac{di_{sd}^s}{dt} + \epsilon_{sd}^s \quad (2.22)$$

$$v_{sq}^s = R_q i_{sq}^s + L_q \frac{di_{sq}^s}{dt} + \epsilon_{sq}^s \quad (2.23)$$

Como se percebe, a unicidade entre as grandezas de fase e  $dq$  permite que o circuito seja descrito diretamente em termos das componentes  $dq$ , apenas, substituindo o índice 1 por  $d$  e o índice 2 por  $q$ . Para obter o modelo vetorial, utiliza-se a transformação definida pela equação (2.12) de forma que:

$$v_{sdq}^s = R i_{sdq}^s + L \frac{di_{sdq}^s}{dt} + \epsilon_{sdq}^s + \vartheta_{sdq}^s \quad (2.24)$$

sendo:

$$\vartheta_{sdq}^s = \tilde{R} \tilde{i}_{sdq}^s + \tilde{L} \frac{d\tilde{i}_{sdq}^s}{dt} \quad (2.25)$$

com  $R = (R_d + R_q)/2$ ,  $L = (L_d + L_q)/2$ ,  $\tilde{R} = (R_d - R_q)/2$  e  $\tilde{L} = (L_d - L_q)/2$ . No presente caso, o termo  $\vartheta_{sdq}^s$  decresce a medida que os valores de  $R_d$  e  $L_d$  aproximam-se de  $R_q$  e  $L_q$ , respectivamente.

Uma vez desenvolvida uma representação única para o estudo dos sistemas trifásico e bifásico desbalanceados, procede-se com a análise das estratégias de controle.

## 2.4 Estratégias de Controle

O objetivo em relação aos sistemas desbalanceados é conseguir um erro de corrente nulo, utilizando as ações proporcional e integral do controlador. O problema é que, em

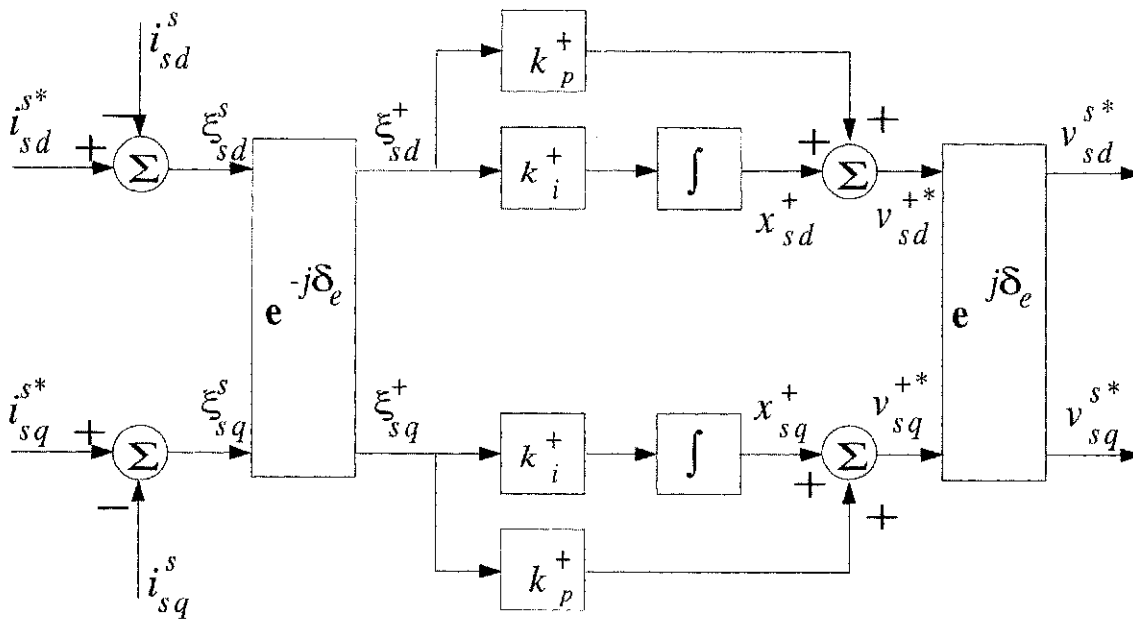


Figura 2.3: Diagrama de blocos que ilustra o controle de corrente em um referencial síncrono de sequência positiva.

virtude do desbalanceamento da carga, a tensão de referência determinada pela ação de controle deverá ser capaz de compensar o termo de sequência negativa  $v_{sdq}^s$ .

Em situações nas quais as grandezas elétricas mostram-se balanceadas (tensão e corrente) e um controlador *PI* é empregado para realizar o controle das correntes, está comprovado que o tratamento com as variáveis em um único referencial síncrono, consiste em uma escolha acertada. Na figura 2.3, encontra-se representado o diagrama de blocos que ilustra o controle de corrente em um referencial síncrono de sequência positiva. Ou seja, com base nos valores atuais das correntes reais ( $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$ ) e correntes de referência ( $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$ ), são calculados os valores das tensões de referência ( $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$ ). O índice \* indica que trata-se de uma variável de referência.

Com o intuito de justificar porque o controle de corrente em um sistema desbalanceado em um único referencial não é a melhor opção, será realizada a análise da influência do desbalanceamento da carga no comportamento do sistema.

### 2.4.1 Efeito do Desbalanceamento da Carga

O equacionamento vetorial dos sistemas dados por (2.14) e (2.15) ou ainda (2.24) e (2.25) pode ser utilizado para o estudo do comportamento do laço de corrente em uma situação de desbalanceamento. Supondo que a corrente a ser controlada pode ser representada por um vetor tal que  $i_{sdq}^s = I_s e^{j\omega_e t}$ , ou seja, um vetor de sequência positiva com amplitude constante e uma frequência elétrica  $\omega_e$ , também, constante.

Considerando ainda que  $\varepsilon_{sdq}^s = Ee^{j\omega_e t} + \tilde{E}e^{-j\omega_e t}$ , sendo  $E$  e  $\tilde{E}$  a amplitude das componentes de sequência positiva e sequência negativa, respectivamente, é possível constatar que a representação vetorial da tensão de alimentação  $v_{sdq}^s$ , segundo o modelo de regime permanente, é dada por:

$$v_{sdq}^s = [(R + j\omega_e L)I + E]e^{j\omega_e t} + \tilde{E}e^{-j\omega_e t} + \vartheta_{sdq}^s \quad (2.26)$$

sendo que  $\vartheta_{sdq}^s = (\tilde{\mathbf{R}} - j\omega_e \tilde{\mathbf{L}})Ie^{-j\omega_e t} = \tilde{\mathbf{V}}e^{-j\omega_e t}$ . Desta forma, verifica-se que é necessário o controlador definir o vetor  $v_{sdq}^s$ , composto de duas parcelas: um vetor de sequência positiva,  $[(R + j\omega_e L)I + E]e^{j\omega_e t}$ ; e um vetor de sequência negativa  $(\tilde{E} + \tilde{\mathbf{V}})e^{-j\omega_e t}$ .

Realizando uma transformação de coordenadas definida pelo operador  $e^{j\delta_e} = \cos \delta_e + j \sin \delta_e$ , é possível representar os vetores  $v_{sdq}^s$ ,  $i_{sdq}^s$ ,  $\varepsilon_{sdq}^s$  e  $\vartheta_{sdq}^s$  definidos no plano  $dq$  em um referencial síncrono de sequência positiva, ou seja,  $v_{sdq}^s = e^{j\delta_e} v_{sdq}^+$ ,  $i_{sdq}^s = e^{j\delta_e} i_{sdq}^+$ ,  $\varepsilon_{sdq}^s = e^{j\delta_e} \varepsilon_{sdq}^+$  e  $\vartheta_{sdq}^s = e^{j\delta_e} \vartheta_{sdq}^+$ , sendo  $\delta_e = \int \omega_e dt$ . Fazendo uso desta transformação, o modelo vetorial definido na equação (2.14) ou (2.24) pode ser reescrito em função das variáveis representadas no referencial de sequência positiva, denotado pelo índice +, como segue:

$$v_{sdq}^+ = Ri_{sdq}^+ + L \frac{di_{sdq}^+}{dt} + j\omega_e Li_{sdq}^+ + \varepsilon_{sdq}^+ + \vartheta_{sdq}^+ \quad (2.27)$$

sendo  $\vartheta_{sdq}^+ = e^{-j\delta_e} \vartheta_{sdq}^s$ .

A análise do controle da corrente, realizada previamente com as variáveis no referencial estacionário, é repetida utilizando o modelo descrito no referencial síncrono de sequência positiva. Admitindo que o vetor de corrente desejável é dado por  $i_{sdq}^+ = I_s$ , sendo  $\varepsilon_{sdq}^+ = E + \tilde{E}e^{-j2\omega_e t}$  e  $\vartheta_{sdq}^+ = \tilde{\mathbf{V}}e^{-j2\omega_e t}$ , fica claro que  $v_{sdq}^+$  é constituído por uma parcela contínua definida por  $(R + j\omega_e L)I + E$ , que é facilmente fornecida por um controlador  $PI$  síncrono de sequência positiva (controlador  $PI$  atuando sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono de sequência positiva) e uma parcela alternada com uma frequência correspondente a  $-2\omega_e$ , definida por  $(\tilde{E} + \tilde{\mathbf{V}})e^{-j2\omega_e t}$ , que o controlador não é capaz de fornecer.

De forma análoga, a transformação de coordenadas  $e^{-j\delta_e}$  permite representar os vetores  $v_{sdq}^s$ ,  $i_{sdq}^s$ ,  $\varepsilon_{sdq}^s$  e  $\vartheta_{sdq}^s$  em um referencial síncrono de sequência negativa, ou seja,  $v_{sdq}^s = e^{-j\delta_e} v_{sdq}^-$ ,  $i_{sdq}^s = e^{-j\delta_e} i_{sdq}^-$ ,  $\varepsilon_{sdq}^s = e^{-j\delta_e} \varepsilon_{sdq}^-$  e  $\vartheta_{sdq}^s = e^{-j\delta_e} \vartheta_{sdq}^-$ . Assim, o modelo descrito, segundo a equação (2.14) ou (2.24), referido ao referencial síncrono de sequência negativa, identificado pelo índice -, será dado por:

$$v_{sdq}^- = Ri_{sdq}^- + L \frac{di_{sdq}^-}{dt} + j\omega_e Li_{sdq}^- + \varepsilon_{sdq}^- + \vartheta_{sdq}^- \quad (2.28)$$

sendo  $\vartheta_{sdq}^- = e^{j\delta_e} \vartheta_{sdq}^s$ .

Desta vez, a análise realizada para o controle de corrente no referencial estacionário e para o referencial síncrono de sequência positiva será efetuada, utilizando as variáveis transformadas para um referencial síncrono de sequência negativa. Neste caso, o vetor de corrente a ser controlado será  $i_{sdq}^- = i_{sdq}^s e^{j\omega_e t} = I e^{j2\omega_e t}$ , sendo  $\varepsilon_{sdq}^- = E e^{j2\omega_e t} + \tilde{E}$  e  $v_{sdq}^- = \tilde{V}$ . Agora, observa-se que o termo contínuo do vetor de tensão  $v_{sdq}^-$  será dado por  $\tilde{E} + \tilde{V}$  e pode ser gerado por um controlador *PI* síncrono de sequência negativa (controlador *PI* atuando sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono de sequência negativa). Quando separados, os controladores de sequências positiva e negativa mostram-se capazes de fornecer as diferentes parcelas. Assim, a combinação destes controladores irá garantir o vetor de tensão solicitado em função dos termos de sequência positiva e negativa.

A estrutura de controle proposta, baseia-se na utilização simultânea de dois controladores síncronos: um controlador de sequência positiva, atuando sobre as grandezas em um sistema de coordenadas que gira na frequência de  $+\omega_e$  e um controlador de sequência negativa, atuando sobre as grandezas em um sistema de coordenadas que gira na frequência de  $-\omega_e$ . Por fim, as saídas destes controladores serão somadas em um referencial comum para que seja obtido o vetor de tensão  $v_{sdq}^s$ .

A implementação destes controladores será abordada na próxima seção.

## 2.5 Controladores de Corrente

De acordo com o desenvolvimento realizado e tomando a figura 2.3 como base, a lei de controle *PI* estabelecida pelo controlador de sequência positiva pode ser equacionada como segue:

$$\xi_{sdq}^+ = e^{-j\delta_e} \xi_{sdq}^s \quad (2.29)$$

$$\frac{dx_{sdq}^+}{dt} = k_i^+ \xi_{sdq}^+ \quad (2.30)$$

$$v_{sdq}^{+*} = x_{sdq}^+ + k_p^+ \xi_{sdq}^+ \quad (2.31)$$

$$v_{sdq}^{s*} = e^{j\delta_e} v_{sdq}^{+*} \quad (2.32)$$

O diagrama de blocos representativo do equacionamento vetorial encontra-se na figura 2.4. O bloco  $R^+$  incorpora as ações integral e proporcional do controlador, isto é,  $R^+ \equiv \int k_i^+ \xi_{sdq}^+ dt + k_p^+ \xi_{sdq}^+$ , sendo  $\xi_{sdq}^s = i_{sdq}^{s*} - i_{sdq}^s$  o erro de corrente no sistema de coordenadas estacionário;  $v_{sdq}^{+*}$  e  $v_{sdq}^{s*}$  são os vetores de tensão de referência no referencial de sequência positiva e estacionário, respectivamente. Por fim,  $k_p^+$  e  $k_i^+$  correspondem, respectivamente, aos ganhos proporcional e integral deste controlador.

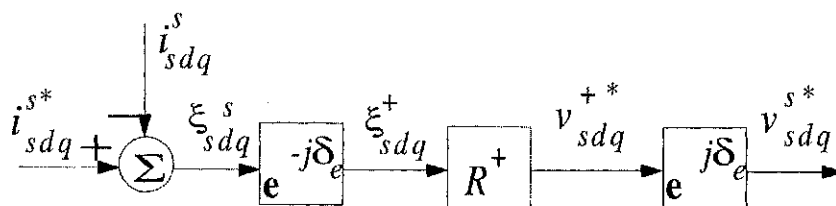


Figura 2.4: Diagrama de blocos descritivo do controle de corrente em um referencial síncrono de sequência positiva, na forma vetorial.

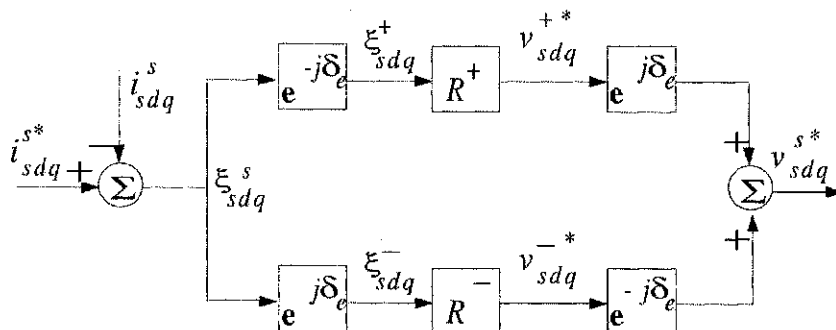


Figura 2.5: Diagrama de blocos descritivo do controlador de dupla sequência na forma vetorial.

A lei de controle, quando implementada no referencial síncrono de sequência negativa, utiliza o equacionamento dado por (2.29)-(2.32), trocando-se o índice + por - e utilizando a transformação adequada. Em termos explícitos, tem-se:

$$\xi_{sdq}^- = e^{j\delta_e} \xi_{sdq}^s \quad (2.33)$$

$$\frac{dx_{sdq}^-}{dt} = k_i^- \xi_{sdq}^- \quad (2.34)$$

$$v_{sdq}^{-*} = x_{sdq}^- + k_p^- \xi_{sdq}^- \quad (2.35)$$

$$v_{sdq}^{s*} = e^{-j\delta_e} v_{sdq}^{-*} \quad (2.36)$$

A utilização simultânea dos dois controladores pode ser ilustrada no diagrama de blocos da figura 2.5. Desta forma, o vetor de referência será dado por:

$$v_{sdq}^{s*} = e^{j\delta_e} v_{sdq}^{+*} + e^{-j\delta_e} v_{sdq}^{-*} \quad (2.37)$$

O desenvolvimento realizado até então apresenta os argumentos lançados para implementação de um controlador contínuo de dupla sequência (positiva-negativa). Considerando que a lei de controle pode ser implementada digitalmente, são realizadas algumas observações neste sentido.



Na implementação discreta deste controlador, admite-se que o processo de conversão analógico→digital e digital→analógico é realizado por um segurador de ordem zero. Se o sistema a ser discretizado, quando na forma de espaço de estados, é dado por:

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\quad (2.38)$$

e se o sistema é amostrado periodicamente em um intervalo de tempo igual a  $h$ , então seu equivalente discreto é dado por:

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Fx(k) + Hu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k)\end{aligned}\quad (2.39)$$

em que  $k = 0, 1, 2, \dots$  representa os instantes  $kh$ , sendo  $h$  o período de amostragem.  $F$  e  $H$  são calculados a partir das séries de potência, a seguir [78]:

$$F = I + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A^k h^k}{k!}, \quad H = \left( \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A^{k-1} h^k}{k!} \right) B = \frac{F - I}{A} B \quad (2.40)$$

Consequentemente, a implementação discreta deste controlador, assumindo um segurador de ordem zero, obedece ao seguinte equacionamento:

$$\xi_{sdq}^+(k-1) = e^{-j\delta_e(k-1)} \xi_{sdq}^s(k-1) \quad (2.41)$$

$$x_{sdq}^+(k) = x_{sdq}^+(k-1) + hk_i^+ \xi_{sdq}^+(k-1) \quad (2.42)$$

$$v_{sdq}^{+*}(k) = x_{sdq}^+(k) + k_p^+ \xi_{sdq}^+(k) \quad (2.43)$$

$$\xi_{sdq}^-(k-1) = e^{j\delta_e(k-1)} \xi_{sdq}^s(k-1) \quad (2.44)$$

$$x_{sdq}^-(k) = x_{sdq}^-(k-1) + hk_i^- \xi_{sdq}^-(k-1) \quad (2.45)$$

$$v_{sdq}^{-*}(k) = x_{sdq}^-(k) + k_p^- \xi_{sdq}^-(k) \quad (2.46)$$

$$v_{sdq}^{s*}(k) = e^{j\delta_e(k)} v_{sdq}^{+*}(k) + e^{-j\delta_e(k)} v_{sdq}^{-*}(k) \quad (2.47)$$

Para  $\omega_e$  constante, os coeficientes complexos que realizam as transformações de coordenadas  $e^{j\delta_e(k)}$  e  $e^{-j\delta_e(k)}$  podem ser calculados de forma simplificada, uma vez que  $e^{j\delta_e(k)} = e^{j\delta_e(k-1)} e^{j\omega_e h}$ , sendo  $e^{j\omega_e h}$  constante.

Com estas últimas equações, fica definido o controlador de dupla sequência que atua sobre as variáveis transformadas, tanto na versão contínua, como na versão discreta. Para este controlador será dada a denominação de controlador  $R_A$ .

Com o intuito de evitar as transformações entre referenciais, é possível emular este controlador no referencial estacionário, tal como proposto por Rowan e Kerkman [66] para um único controlador síncrono.

Definindo  $x_{sdq+}^s$  e  $x_{sdq-}^s$  como sendo as variáveis  $x_{sdq}^+$  e  $x_{sdq}^-$  transformadas para o referencial estacionário, i.é.,  $x_{sdq+}^s = e^{j\delta_e} x_{sdq}^+$  e  $x_{sdq-}^s = e^{-j\delta_e} x_{sdq}^-$  e ainda assumindo que  $k_p = k_p^+ = k_p^-$ , é possível reescrever a lei de controle contínua definida pelas equações (2.29)-(2.37), estabelecendo as equações que definem o controlador de dupla sequência estacionário (controlador  $R_B$ ), como segue:

$$\frac{dx_{sdq+}^s}{dt} = j\omega_e x_{sdq+}^s + k_i^+ \xi_{sdq}^s \quad (2.48)$$

$$\frac{dx_{sdq-}^s}{dt} = j\omega_e x_{sdq-}^s + k_i^- \xi_{sdq}^s \quad (2.49)$$

$$v_{sdq}^{s*} = x_{sdq+}^s + x_{sdq-}^s + k_p \xi_{sdq}^s \quad (2.50)$$

A versão discreta do controlador  $R_B$ , utilizando-se das definições abordadas nas equações (2.38)-(2.40), é dada por:

$$x_{sdq+}^s(k) = e^{j\omega_e h} x_{sdq+}^s(k-1) + jk_i^+ \left( \frac{1 - e^{j\omega_e h}}{\omega_e} \right) \xi_{sdq}^s(k-1) \quad (2.51)$$

$$x_{sdq-}^s(k) = e^{j\omega_e h} x_{sdq-}^s(k-1) + jk_i^- \left( \frac{1 - e^{j\omega_e h}}{\omega_e} \right) \xi_{sdq}^s(k-1) \quad (2.52)$$

$$v_{sdq}^{s*}(k) = x_{sdq+}^s(k) + x_{sdq-}^s(k) + k_p \xi_{sdq}^s(k) \quad (2.53)$$

Entre as implementações discretas dos controladores  $R_A$  e  $R_B$ , além da diferença em relação ao referencial, pode-se avaliar a carga computacional exigida. Para tanto, basta realizar uma estimativa em termos do número de adições e multiplicações solicitadas. Admitindo que  $\omega_e$  varia com o tempo, percebe-se que o controlador  $R_B$  (equações (2.51)-(2.53)) possui uma carga computacional um pouco menor que a do controlador  $R_A$ , (equações (2.41)-(2.47)). Já para a situação em que  $\omega_e$  é constante, ou seja, os parâmetros do controlador não variam com o tempo, esta comparação é bastante favorável ao controlador  $R_B$ .

Uma observação importante refere-se aos ganhos  $k_i^+$  e  $k_i^-$ , uma vez que é possível simplificar o modelo do controlador, quando se utiliza o referencial estacionário e admitindo  $k_i^+ = k_i^-$ . Realmente, tomando as equações (2.48)-(2.50), fazendo  $k_i = k_i^+ = k_i^-$  e introduzindo novas variáveis definidas como sendo  $x_{sdqa}^s = x_{sdq+}^s + x_{sdq-}^s$  e  $x_{sdqb}^s = j\omega_e(x_{sdq+}^s - x_{sdq-}^s)$ , é possível definir as equações de um controlador de dupla sequência simplificado, que será denominado de controlador  $R_C$ , como segue:

$$\frac{dx_{sdqa}^s}{dt} = 2k_i \xi_{sdq}^s + x_{sdqb}^s \quad (2.54)$$

$$\frac{dx_{sdqb}^s}{dt} = -\omega_e^2 x_{sdqa}^s \quad (2.55)$$

$$v_{sdq}^{s*} = x_{sdqa}^s + k_p \xi_{sdq}^s \quad (2.56)$$

Além de uma maior simplicidade, quando comparada ao controlador  $R_B$ , esta lei de controle oferece a vantagem das grandezas de eixo  $d$  serem desacopladas das de eixo  $q$ . Assim, esta lei de controle pode ser recomendada para o controle de sistemas monofásico.

A versão discreta do controlador  $R_C$  pode ser obtida com o auxílio da equação (2.40), sendo  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_e^2 & 0 \end{bmatrix}$  e  $B = \begin{bmatrix} 2k_i & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ , então:

$$F = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e h) & \frac{1}{\omega_e} \sin(\omega_e h) \\ -\omega_e \sin(\omega_e h) & \cos(\omega_e h) \end{bmatrix}$$

e

$$H = \begin{bmatrix} 2k_i \frac{1}{\omega_e} \sin(\omega_e h) & 0 \\ 2k_i [\cos(\omega_e h) - 1] & 0 \end{bmatrix}$$

Logo:

$$\begin{aligned} x_{sdqa}^s(k) &= \cos(\omega_e h) x_{sdqa}^s(k-1) + \frac{1}{\omega_e} \sin(\omega_e h) x_{sdqb}^s(k-1) + 2k_i \frac{1}{\omega_e} \sin(\omega_e h) \xi_{sdq}^s(k-1) \\ x_{sdqb}^s(k) &= -\omega_e \sin(\omega_e h) x_{sdqa}^s(k-1) + \cos(\omega_e h) x_{sdqb}^s(k-1) + 2k_i [\cos(\omega_e h) - 1] \xi_{sdq}^s(k-1) \\ v_{sdq}^{s*}(k) &= x_{sdqa}^s(k) + k_p \xi_{sdq}^s(k) \end{aligned}$$

## 2.6 Projeto dos Controladores

Como pode-se perceber, a obtenção de um equacionamento que leva em conta a atuação simultânea dos controladores nos referenciais de sequência positiva e negativa, resulta em um conjunto próprio de equações o qual poderia ser tratado como um novo controlador. Todavia, estudos por simulações e implementações experimentais mostraram que os ganhos  $k_p$  e  $k_i$ , podem ser obtidos considerando apenas a metodologia do projeto de um controlador de apenas uma sequência.

Por se tratar de um sistema de primeira ordem, o modelo corrente-tensão da carga trifásica ou bifásica tem a seguinte representação:

$$G_{mi}(s) = \frac{K}{T_a s + 1}$$

onde  $K$  é um valor fixo,  $T_a$  é a constante de tempo elétrica do sistema e  $s$  é a variável da função obtida pela transformada de Laplace.

Além da carga, é necessário um modelo para a fonte de tensão que encontra-se disposta entre o controlador e a carga. Na análise deste problema, é considerado que a função de transferência dada por:

$$G_v(s) = \frac{1}{T_v s + 1}$$

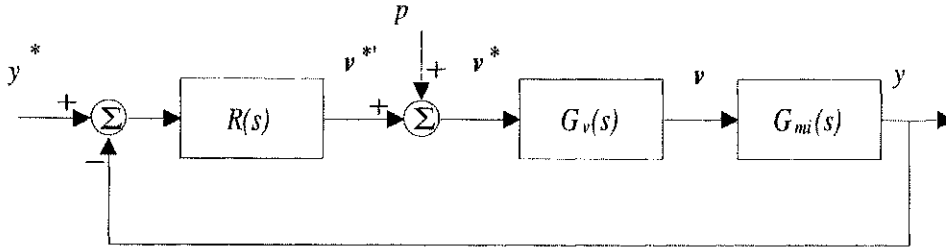


Figura 2.6: Diagrama de blocos representativo para a malha mais interna de controle de um sistema de acionamento de alto desempenho.

constitui uma boa representação para este componente do sistema.

Assim, a função de transferência do sistema sobre o qual o controlador irá atuar é dada por:

$$G(s) = G_v(s)G_{mi}(s) = \frac{K}{(T_a s + 1)(T_v s + 1)}$$

Levando em conta que o controlador *PI* utilizado é diretamente responsável pela obtenção de um sistema em malha fechada, com erro de regime permanente nulo em um tempo mínimo e admitindo um pequeno valor de “over-shoot”, os parâmetros deste controlador podem ser especificados de acordo com o “*modulus criterion*” [79]. Admitindo que o controlador pode ser representado pela seguinte função de transferência

$$R(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

então  $k_p = \frac{T_a}{2T_v K}$  e  $k_i = \frac{1}{2T_v K}$ .

Na figura 2.6, encontra-se o diagrama de blocos que representa os componentes da malha mais interna do sistema de controle. Neste caso, a depender da natureza da grandeza envolvida no processo, tem-se que  $y = i_{sdq}^s$ , ou  $y = \phi_{sdq}^s$ . De forma semelhante,  $p = \varepsilon_{sdq}^s + \vartheta_{sdq}^s$ , ou  $p = \frac{m_{sr}}{l_r \sigma_s T_s} \phi_{rdq}^s + \xi_{sdq}^s$ .

## 2.7 Conclusões

Em síntese, este capítulo tratou do equacionamento de uma lei de controle linear, baseada na atuação em paralelo de controladores *PI* sobre o erro da variável de controle, transformado para diferentes referenciais (referencial de sequência positiva e referencial de sequência negativa). Este desenvolvimento, conforme pode-se observar, está diretamente associado à necessidade de compensação de componentes de sequência negativa presentes em sistemas desbalanceados.

Apesar de os controladores  $R_A$ ,  $R_B$  e  $R_C$  atuarem segundo o mesmo princípio, é importante notar que o controlador  $R_A$  atua sobre as grandezas transformadas, enquanto

$R_B$  atua sobre as grandezas no referencial de origem. O controlador  $R_C$  atua sobre as grandezas no referencial de origem e garante um desacoplamento entre as grandezas  $d$  e  $q$ . Isto implica afirmar que a escolha do controlador pode ocorrer de acordo com a conveniência do sistema e/ou do processamento das variáveis de controle.

# Capítulo 3

## Acionamento com Estrutura Reduzida

### 3.1 Introdução

A utilização de uma estrutura reduzida no acionamento de motores de indução tem se mostrado uma alternativa viável, principalmente, no acionamento de sistemas de baixa potência. Em estudo recente [14], foi possível apontar como um sistema composto por um inversor com quatro chaves, figura 3.1(a), pode ser aplicado no acionamento de motores de indução. Como carga, foram consideradas: máquina trifásica configurada em Y, figura 3.1(b), máquina trifásica com apenas dois enrolamentos, figura 3.1(d) e uma máquina bifásica simétrica, figura 3.1(e). Sobre esta abordagem, o presente trabalho apresenta um novo método para o controle do inversor, bem como, a viabilidade do acionamento de alto desempenho utilizando um inversor com quatro chaves. Além disto, será analisado o acionamento do motor trifásico funcionamento em  $\Delta$ , figura 3.1(c), e o acionamento do motor monofásico (máquina bifásica assimétrica). Para qualquer uma destas opções, serão garantidas técnicas para o controle do inversor, e aplicações de técnicas de acionamento de alto desempenho.

### 3.2 Modelo da Máquina

Para as máquinas de indução consideradas neste trabalho, admite-se que são máquinas a pólos lisos, com distribuição senoidal de fluxo e sem saturação. No caso da máquina trifásica, as bobinas do estator ou rotor encontram-se dispostas a  $2\pi/3$  radianos elétricos e permitem operar em Y ou em  $\Delta$ , figuras 3.1(b) e (c). Para a máquina com dois enrolamentos, considera-se que resulta de uma máquina trifásica em Y que opera com uma

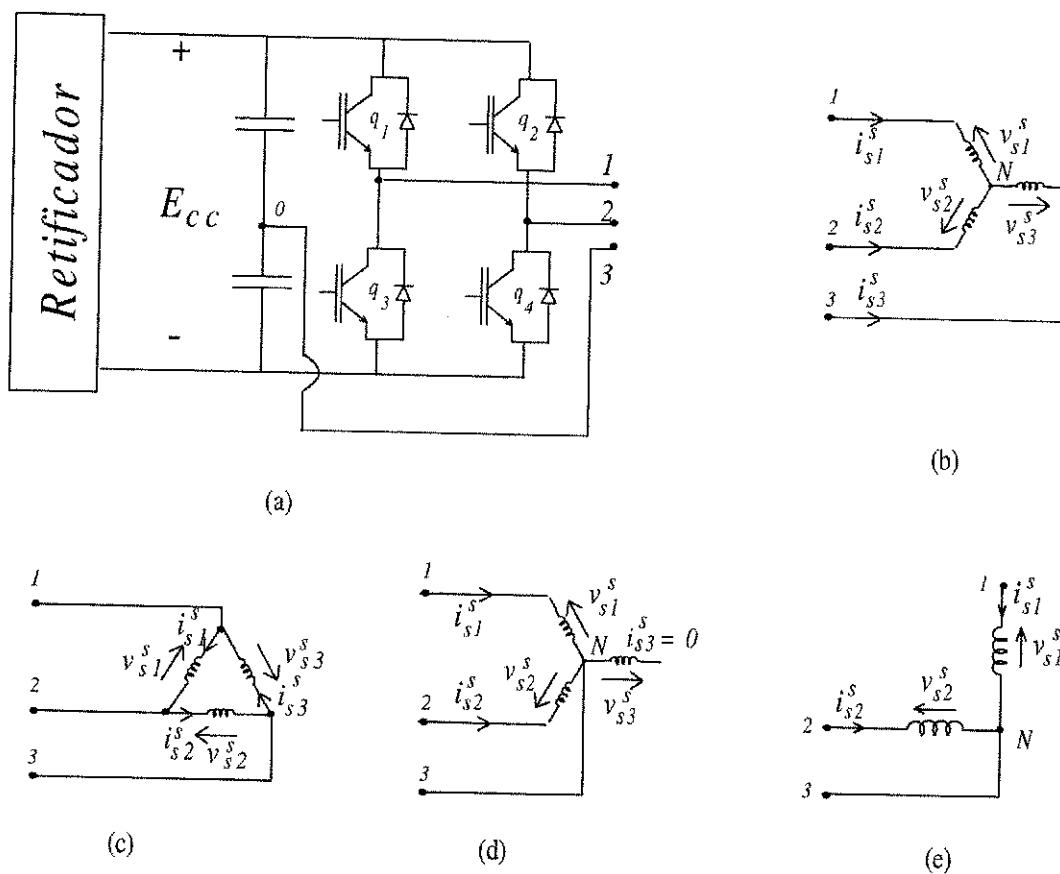


Figura 3.1: Inversor com número reduzido de componentes (a) e diferentes tipos de máquinas de indução, (b), (c), (d) e (e), disponíveis para compor um sistema de acionamento.





$$P(T_e - T_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (3.6)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.7)$$

Sendo  $v_{sdq}^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ ,  $i_{sdq}^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$  e  $\phi_{sdq}^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$  os vetores de tensão, corrente e fluxo estático (os vetores representativos das grandezas rotóricas são dados por expressões semelhantes, trocando-se o índice  $s$  por  $r$ );  $\omega_r$ ,  $\omega_g$  e  $\theta_r$  correspondem a velocidade angular da máquina, a velocidade angular dos eixos  $dq$  e o ângulo elétrico da posição rotórica;  $T_e$  e  $T_m$  são o torque eletromagnético desenvolvido pela máquina e o torque da carga;  $P$ ,  $J$  e  $F$  representam o número de pares de pólo da máquina, o coeficiente de inércia e de atrito. Os parâmetros dados por  $l_s$ ,  $l_r$  e  $m_{sr}$  são as indutâncias próprias e mútua do estator e rotor.  $r_s$  e  $r_r$  são as resistências do estator e rotor. Na equação (3.5), o operador  $\text{Im}$  indica a parte imaginária e o expoente “\*\*” significa o complexo conjugado do vetor.

A transformação, utilizada para representar a máquina trifásica por uma bifásica equivalente, é responsável não apenas pelas variáveis  $dq$  como também pelas variáveis homopolares. Estas últimas são grandezas proporcionais à soma das grandezas trifásicas primitivas. Portanto, um funcionamento equilibrado faz com que as grandezas homopolares sejam nulas, tornando válido o equacionamento apresentado para uma situação na qual a máquina opera configurada em  $\Delta$ . Vale lembrar que as grandezas envolvidas na transformação, independente da configuração da máquina, são as grandezas de fase e não as de linha.

Quando o objeto de estudo é uma máquina bifásica, são válidas as mesmas considerações realizadas para a máquina trifásica. Em termos do modelo vetorial, é possível considerar o mesmo que foi descrito para a máquina trifásica. Todavia, as grandezas  $dq$  são as próprias grandezas de fase, o que não acontece para a máquina trifásica.

### 3.3 Acionamento de Alto Desempenho

O acionamento de alto desempenho para máquinas assíncronas requer estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e conjugado. No decorrer dos anos, estudos sobre a aplicação de inversores com seis chaves na alimentação de máquinas trifásicas permitiram desenvolver as seguintes estratégias de controle de fluxo e conjugado:

- Controle de fluxo e conjugado com orientação pelo campo;
- Controle de fluxo e conjugado por escorregamento.

Em qualquer uma destas estratégias, o fluxo controlado pode ser o fluxo estatórico ou rotórico. Uma vez que o modelo matemático da máquina é preservado (equações (3.1)-(3.7)), independente do motor que compõe o sistema de acionamento com um número reduzido de componentes, (figura 3.1), espera-se que a realização do acionamento com uma estrutura reduzida possa garantir um funcionamento adequado.

Como este trabalho estabelece os princípios necessários para a adaptação destas estratégias a um motor monofásico, serão feitas, a seguir, algumas considerações referentes ao equacionamento destas estratégias aplicadas a motores trifásicos.

### 3.3.1 Controle de Fluxo e Conjugado com Orientação Pelo Campo

A implementação de uma estratégia desta natureza baseia-se no fato de que o conjugado eletromagnético é definido pelo módulo do produto vetorial de duas grandezas vetoriais de estado quaisquer da máquina:

$$T_e = \kappa \bar{\phi} \bar{\nu} \text{sen}(\delta_{\phi\nu}) \quad (3.8)$$

Na equação, (3.8)  $\bar{\phi}$  e  $\bar{\nu}$  são as amplitudes dos vetores  $\phi$  e  $\nu$ ,  $\delta_{\phi\nu}$  é o ângulo entre os vetores e  $\kappa$  é uma constante. Em geral, o vetor  $\phi$  é um fluxo e  $\nu$  é uma corrente estatórica, de forma que  $\phi$  é a variável de excitação magnética e o conjugado passa a ser controlado por  $\bar{\nu} \text{sen}(\delta_{\phi\nu})$ . É importante notar que  $\bar{\nu} \text{sen}(\delta_{\phi\nu})$  é a componente de  $\nu$  em quadratura com  $\phi$ .

Uma exigência deste tipo de estratégia, é a realização do controle no referencial do fluxo. Além disto, as estratégias de controle podem ser implementadas de forma direta ou indireta. No controle direto, existe uma malha fechada de controle do fluxo. No controle indireto, não existe realimentação para controle do valor de referência do fluxo, - controle "feedforward".

### 3.3.2 Controle com Orientação pelo Fluxo Rotórico

Na figura 3.3, encontra-se o diagrama de blocos referente ao controle indireto com orientação pelo fluxo rotórico. Como pode-se perceber, a estratégia estabelece a frequência e a amplitude das componentes  $dq$  das correntes estatóricas. As equações que dão origem a este diagrama são obtidas diretamente da substituição do valor de  $i_{rdq}^g$  extraído da equação (3.4) e substituído na equação (3.2). Fazendo  $g = b$ , isto é, referencial

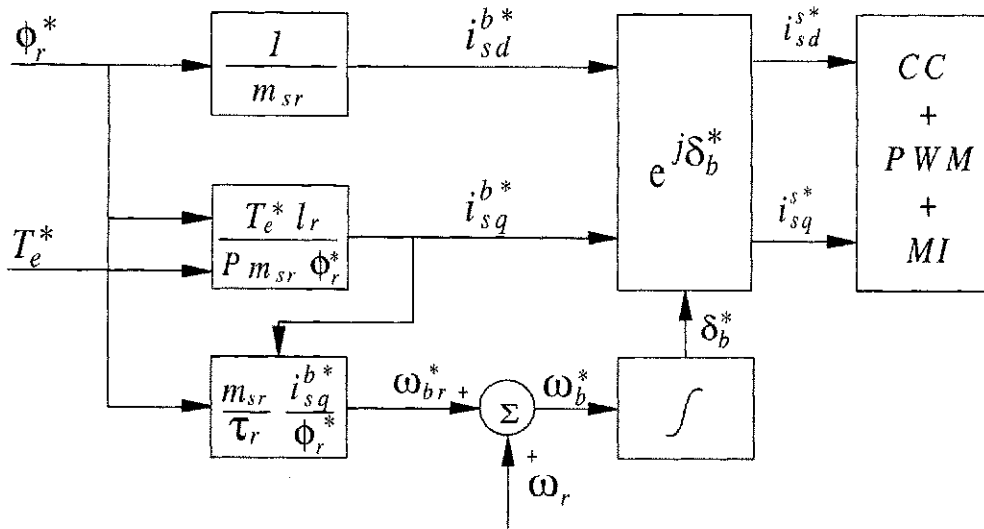


Figura 3.3: Diagrama que ilustra o controle indireto com orientação pelo fluxo rotórico.

fluxo rotórico e separando as componentes  $dq$ , tem-se:

$$\frac{m_{sr}}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.9)$$

$$\frac{m_{sr}}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (3.10)$$

sendo que  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ ,  $\tau_r = l_r/\tau_r$  e  $\phi_r$  é a amplitude do fluxo rotórico. Por sua vez, a equação do conjugado (3.5) como sendo o produto vetorial entre o vetor fluxo rotórico e corrente estatórica, sob o ponto de vista do referencial fluxo rotórico, é dado por:

$$T_e = P \frac{m_{sr}}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (3.11)$$

Por fim, como o desenvolvimento presume um valor constante para o fluxo rotórico, o segundo termo do lado direito da equação 3.9 é nulo,  $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$ .

### 3.3.3 Controle com Orientação pelo Fluxo Estatórico

Tratando com as variáveis no referencial onde o eixo  $d$  encontra-se alinhado com o vetor fluxo estatórico, é possível reescrever a expressão do conjugado como segue:

$$T_e = P \phi_s i_{sq}^a \quad (3.12)$$

onde  $i_{sq}^a$  é a componente do vetor de corrente em quadratura com o vetor  $\phi_{sdq}^s$ . Com base nas equações (3.2)-(3.4), é possível definir uma equação vetorial que relaciona o fluxo estatórico com a corrente estatórica:

$$\frac{l_s}{\tau_r} i_{sdq}^g + \sigma_s l_s \frac{di_{sdq}^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \sigma_s l_s i_{sdq}^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_{sdq}^g + \frac{d\phi_{sdq}^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_{sdq}^g \quad (3.13)$$

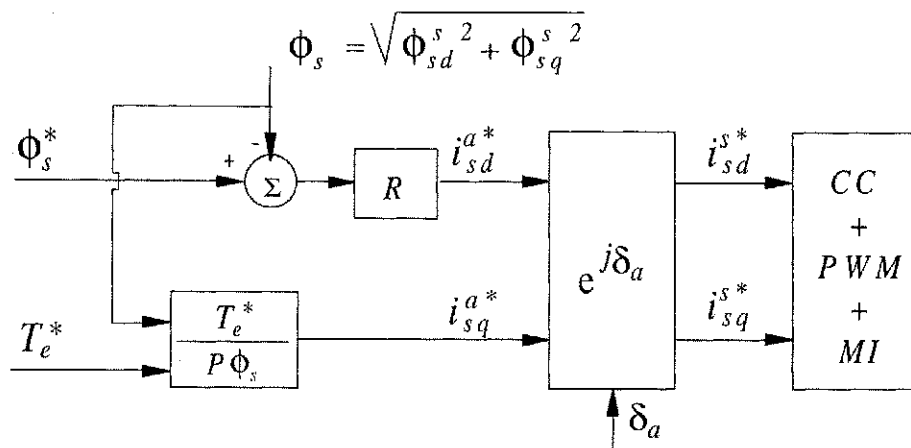


Figura 3.4: Diagrama que ilustra o controle direto com orientação pelo fluxo estatórico.

Ao escrever a equação (3.13) no referencial fluxo estatórico, ou seja  $\phi_{sd}^a = \phi_s$ ,  $\phi_{sq}^a = 0$  e  $\omega_g = \omega_a$ , em termo das componentes  $dq$  tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{l_s}{\tau_r} i_{sd}^a + \sigma_s l_s \frac{di_{sd}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma_s l_s i_{sq}^a &= \frac{1}{\tau_r} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ \frac{l_s}{\tau_r} i_{sq}^a + \sigma_s l_s \frac{di_{sq}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma_s l_s i_{sd}^a &= \omega_{ar} \phi_s \end{aligned}$$

Assim, fica definido o controle do fluxo estatórico por meio das correntes estatóricas. Tal como obtido para o controle com o fluxo rotórico, o conjugado eletromagnético é controlado por meio de  $i_{sq}^a$  e o fluxo  $\phi_s$  é controlado através de  $i_{sd}^a$ . Todavia, observa-se que a componente  $i_{sq}^a$  interfere por meio do termo de acoplamento  $\omega_{ar} \sigma_s l_s i_{sq}^a$ , no controle do fluxo estatórico. A compensação deste termo de acoplamento pode ocorrer de forma direta, neste caso, é necessário calcular o valor desta parcela, o que exige o conhecimento dos parâmetros do modelo ou através da atuação de uma lei de controle proporcional-integral, como sugerido no diagrama de blocos apresentado na figura 3.4. Assim, desde que seja possível a realização do controle de corrente (malha mais interna), utilizando um inversor com quatro chaves, fica garantido o acionamento com alto desempenho de motores de indução com estrutura reduzida.

### 3.4 Controle do Inversor

O desenvolvimento a seguir busca estabelecer uma mesma sistemática para o controle do inversor, independente da máquina utilizada. Por este motivo, para cada uma das estruturas são apresentadas as técnicas PWM desenvolvidas neste trabalho.

Para endossar a análise, as chaves, ilustradas na figura 3.1, serão associadas às variáveis binárias  $q_i$  e  $q_l$  (o índice  $i$  identifica uma chave superior, enquanto  $l$  estabelece

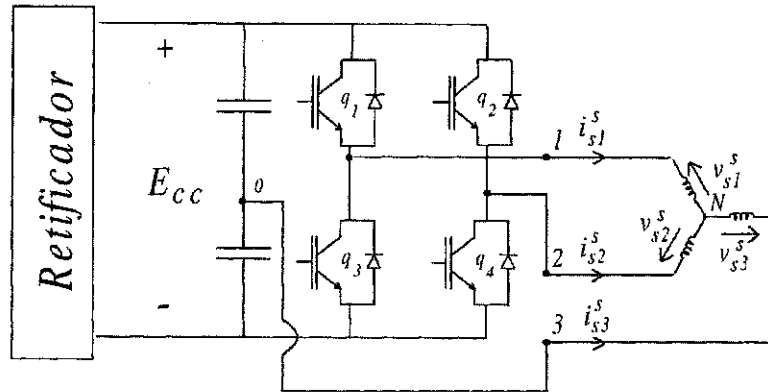


Figura 3.5: Sistema de acionamento para uma máquina trifásica, configurada em Y.

uma correspondência com uma chave inferior). Neste caso, o valor '1' indicará que a chave está fechada, enquanto que o valor '0' denota o estado de bloqueio. Deve-se observar que quando  $i$  e  $l$  estiverem referindo-se as chaves de um mesmo braço, o par  $q_i - q_l$  assumirá valores complementares de forma que  $q_i = 1 - q_l$ .

### 3.5 Aplicações à Máquina Trifásica

A apresentação do controle do inversor será realizada em basicamente três etapas: 1) Análise dos Vetores Espaciais; 2) PWM Vetorial e 3) PWM Escalar. No caso da máquina trifásica, estarão presentes duas variações: uma para a configuração em Y, figura 3.5, e outra para a configuração em  $\Delta$ , figura 3.6. Para a configuração em Y as estratégias de controle do inversor foram avaliadas, também, em relação a tensão de modo comum gerada, de forma que se tem mais um critério de avaliação dos padrões PWM. No caso da máquina configurada em  $\Delta$ , a motivação maior para este estudo, deve-se à possibilidade de otimizar o aproveitamento do barramento DC. Ou seja, com a máquina em  $\Delta$ , a tensão de fase, máxima, da máquina corresponde a 86,6% do que se obtém para a máquina em Y alimentada por um inversor com seis chaves.

#### 3.5.1 Análise dos Vetores Espaciais

Utilizando-se de expressões que agregam as variáveis binárias, é possível definir as tensões na saída do inversor segundo as expressões abaixo:

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \tag{3.14}$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \tag{3.15}$$

$$v_{30} = 0 \tag{3.16}$$

Considerando que na modulação vetorial o problema da escolha da sequência de chaveamento é melhor compreendida, quando as tensões de fase da máquina são representadas no plano  $dq$ -referencial estacionário, faz-se uso da transformação definida na equação (2.2), repetida logo abaixo:

$$v_{s123}^s = \mathbf{A} v_{sdqo}^s$$

com

$$v_{s123}^s = \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} \quad v_{sdqo}^s = \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \\ v_{so}^s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

Nas expressões acima,  $v_{s1}^s$ ,  $v_{s2}^s$  e  $v_{s3}^s$  são as tensões nas fases da máquina e  $\mathbf{A}^T = \mathbf{A}^{-1}$ .

### Ligação em Estrela

Na situação em que a máquina é configurada em Y, as tensões de fase podem ser determinadas segundo as expressões:

$$v_{s1}^s = v_{10} - v_{N0} \quad (3.17)$$

$$v_{s2}^s = v_{20} - v_{N0} \quad (3.18)$$

$$v_{s3}^s = -v_{N0} \quad (3.19)$$

sendo  $v_{N0}$  a tensão entre o neutro da máquina ( $N$ ) e o ponto central do banco de capacitores ( $0$ ). Ainda com base nas equações (3.17)-(3.19) é possível escrever a definição da tensão de modo comum ( $v_{N0}$ ), ou seja:

$$v_{N0} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3} \quad (3.20)$$

como  $v_{30} = 0$ , então:

$$v_{N0} = \frac{v_{10} + v_{20}}{3} \quad (3.21)$$

Sempre que necessário, as variáveis que representam as grandezas elétricas da máquina trifásica serão acompanhadas pela letra que identifica o tipo de ligação a qual está submetida, Y ou  $\Delta$ . Isto significa que as tensões definidas nas equações (3.17), (3.18) e (3.19) poderiam ser descritas como sendo:  $v_{s1Y}^s$ ,  $v_{s2Y}^s$  e  $v_{s3Y}^s$ , uma vez que a máquina está configurada em Y. Admitindo que a carga em questão é simétrica e

Tabela 3.1: Vetores disponíveis no plano  $dq$  para a ligação em Y

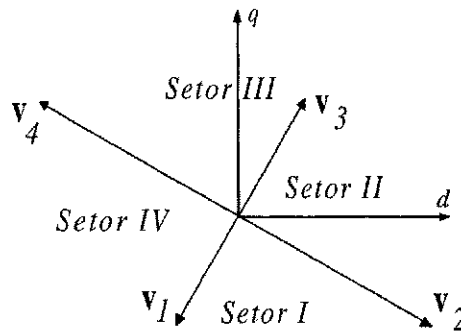
$q_1$	$q_2$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	$\mathbf{v}_1 = (E_{cc}/\sqrt{6})e^{-j2\pi/3}$
1	0	$\mathbf{v}_2 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{-j\pi/6}$
1	1	$\mathbf{v}_3 = (E_{cc}/\sqrt{6})e^{j\pi/3}$
0	1	$\mathbf{v}_4 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{j5\pi/6}$

que não há conexão do neutro, é fácil verificar que a matriz de transformação  $\mathbf{A}$  aplicada sobre (3.17)-(3.19) define as seguintes expressões para as variáveis  $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$ :

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( q_1 E_{cc} - q_2 \frac{E_{cc}}{2} - \frac{E_{cc}}{4} \right) \quad (3.22)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( q_2 \frac{\sqrt{3}}{2} E_{cc} - \frac{\sqrt{3}}{4} E_{cc} \right) \quad (3.23)$$

De forma semelhante ao adotado para as variáveis de fase, a adição da letra Y ou  $\Delta$ , pode ocorrer sempre que necessário nas variáveis  $dq$ . Isto é, pode-se utilizar  $v_{sdY}^s$  e  $v_{sqY}^s$  ou  $v_{sd\Delta}^s$  e  $v_{sq\Delta}^s$  para indicar a configuração da máquina. Combinando os diferentes estados das chaves, verificam-se quatro vetores diferentes no plano  $dq$ , conforme apresentado na tabela (3.1). Um vetor genérico no plano  $dq$  é dado por  $\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$ , onde o operador  $j$  indica que as componentes do eixo  $q$  estão adiantadas de  $90^\circ$  com relação as de eixo  $d$ . A opção por não utilizar o símbolo  $v_{sdq}^s$ , para representar o vetor  $v_{sd}^s + jv_{sq}^s$ , tem por objetivo fazer distinção do vetor originado pelo inversor em função dos estados das chaves, mesmo quando a máquina não esteja sendo alimentada, em relação ao vetor resultante de tensão sobre os enrolamentos estáticos.


 Figura 3.6: Vetores espaciais no plano  $dq$ , para a configuração em Y.

Os vetores adjacentes encontram-se defasados de  $\frac{\pi}{2}$  rad, dividindo o plano  $dq$  em quatro setores, denominados de setores I, II, III e IV. Observa-se ainda que os vetores  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$ , bem como,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_4$  são opostos, isto é,  $\mathbf{v}_1 = -\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_2 = -\mathbf{v}_4$ . Além disto,

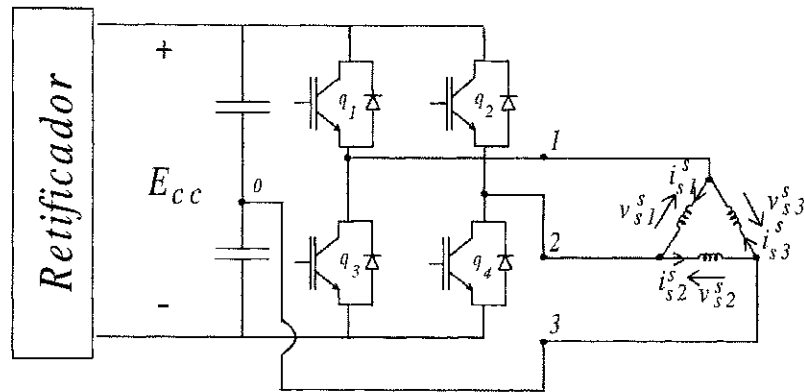


Figura 3.7: Sistema de acionamento para uma máquina trifásica, configurada em  $\Delta$ .

deve-se verificar que a amplitude dos vetores  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_4$  é maior que a do par  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$  por um fator de  $\sqrt{3}$ . Ademais, é fácil verificar que não ocorrem vetores nulos, como indica a figura 3.6.

### Ligação em Delta

No caso em que a máquina é alimentada em delta, conforme ilustrado na figura 3.7, as tensões de fase podem ser obtidas como segue:

$$v_{s1}^s = v_{10} - v_{20} \quad (3.24)$$

$$v_{s2}^s = v_{20} - v_{30} \quad (3.25)$$

$$v_{s3}^s = v_{30} - v_{10} \quad (3.26)$$

Como consequência, as componentes do plano  $dq$  em função dos estados das chaves são:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}}(q_1 - q_2)E_{cc} \quad (3.27)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sqrt{2}}(q_1 + q_2 - 1)E_{cc} \quad (3.28)$$

A combinação dos diferentes estados das chaves origina quatro vetores distintos conforme mostra a tabela (3.2). Estes vetores também se encontram deslocados de  $\pi/2$  rad, mas, em relação aos vetores obtidos para a conexão em estrela, apresentam uma amplitude maior segundo a razão de  $\sqrt{3}$ . Desta forma, o plano  $dq$  pode ser dividido em quatro setores, conforme apresentado na figura 3.8.

No que segue, será apresentada a formulação analítica da modulação vetorial para a máquina configurada em estrela. O desenvolvimento para a configuração em delta encontra-se na seção 3.5.4.



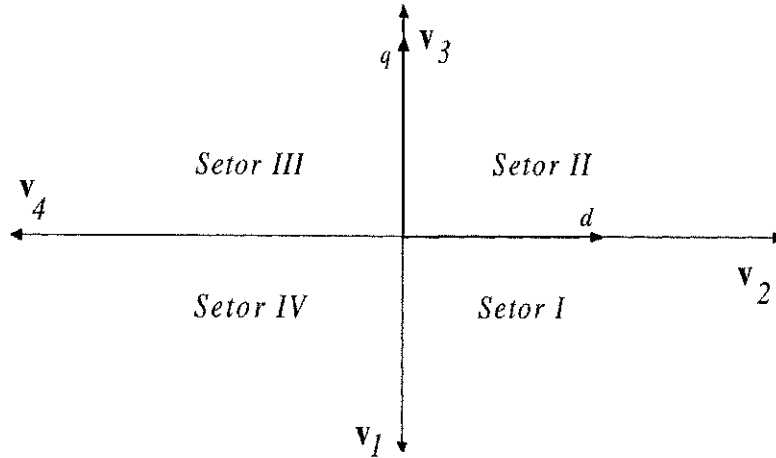

 Figura 3.8: Vetores espaciais no plano  $dq$  para a configuração em  $\Delta$ .

 Tabela 3.2: Vetores disponíveis no plano  $dq$  para a ligação em  $\Delta$ 

$q_1$	$q_2$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	$\mathbf{v}_1 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{-j\pi/2}$
1	0	$\mathbf{v}_2 = \sqrt{3/2}E_{cc}$
1	1	$\mathbf{v}_3 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{j\pi/2}$
0	1	$\mathbf{v}_4 = \sqrt{3/2}E_{cc}e^{j\pi}$

### 3.5.2 PWM Vetorial

Apesar de ser possível encontrar alguns detalhes sobre este tipo de abordagem vetorial, [8] e [5], serão rerepresentadas algumas etapas deste procedimento para que se tenha uma melhor compreensão do equacionamento que permite uma generalização das estratégias. Assim sendo, vale lembrar que no PWM vetorial, a tensão é sintetizada a partir de uma soma ponderada dos vetores de tensão, obtidos na saída do inversor, de forma que esta média seja igual ao vetor de referência. Considerando os vetores  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$ ,  $\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_4$  da figura 3.6, a afirmação anterior pode ser traduzida na seguinte expressão:

$$\mathbf{v}^* = \frac{1}{T} (t_1\mathbf{v}_1 + t_2\mathbf{v}_2 + t_3\mathbf{v}_3 + t_4\mathbf{v}_4) \quad (3.29)$$

onde  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  são os intervalos de tempo que os vetores  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$ ,  $\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_4$  são aplicados, respectivamente. O vetor  $\mathbf{v}^* = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$  representa o vetor da tensão de referência que deverá ser sintetizado pelo inversor durante um intervalo de tempo  $T$ , com as seguintes restrições:

$$T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4. \quad (3.30)$$

$$t_i \geq 0, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.31)$$

Uma vez que  $\mathbf{v}_3 = -\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_4 = -\mathbf{v}_2$ , é possível reescrever a expressão (3.29) de forma que:

$$\mathbf{v}^*T = t_{13}\mathbf{v}_1 + t_{24}\mathbf{v}_2 \quad (3.32)$$

sendo  $t_{13} = t_1 - t_3$  e  $t_{24} = t_2 - t_4$ . Utilizando a tabela (3.1), na qual ficou demonstrado que  $\mathbf{v}_1 = -\frac{E_{cc}}{2\sqrt{6}} - j\frac{E_{cc}}{2\sqrt{2}}$  e  $\mathbf{v}_2 = \frac{3E}{2\sqrt{2}} - j\frac{E_{cc}}{2\sqrt{2}}$ , é possível decompor a equação acima segundo as variáveis de eixo  $d$  e eixo  $q$ . Desta forma, obtém-se o seguinte sistema:

$$v_{sd}^{s*}T = -\frac{E_{cc}}{2\sqrt{6}}t_{13} + \frac{3E_{cc}}{2\sqrt{2}}t_{24} \quad (3.33)$$

$$v_{sq}^{s*}T = -\frac{E_{cc}}{2\sqrt{2}}t_{13} - \frac{E_{cc}}{2\sqrt{2}}t_{24} \quad (3.34)$$

cuja solução permite calcular  $t_{13}$  e  $t_{24}$ , como segue

$$t_{13} = -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{T}{E_{cc}}(v_{sd}^{s*} + \sqrt{3}v_{sq}^{s*}) \quad (3.35)$$

$$t_{24} = \sqrt{\frac{3}{2}}\frac{T}{E_{cc}}(v_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*}). \quad (3.36)$$

Em virtude do sistema com dois braços não dispor de vetores nulos, tal como ocorre para um sistema com três braços, a definição do PWM depende exclusivamente do tempo de aplicação dos vetores não nulos. Conforme é possível observar, o cálculo dos intervalos de tempo  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  é um problema indeterminado, uma vez que dispõem-se de apenas três equações distintas para a determinação de quatro incógnitas. Como a frequência de chaveamento é sempre um valor conhecido, propõem-se duas alternativas para resolver este problema. Na primeira, considera-se que os quatro vetores podem ser utilizados para compor a referência, enquanto na segunda apenas três entre os quatro disponíveis são utilizados, ou seja, a uma das incógnitas atribui-se o valor zero.

Independente da solução adotada, como o sistema reduzido não disponibiliza vetores nulos para a composição do vetor resultante, é necessário determinar como será gerado um “vetor resultante nulo” a ser utilizado no PWM. Para isto, é conveniente observar que o tempo efetivo de aplicação dos vetores ativos para compor a tensão de referência é dado por  $|t_{13}| + |t_{24}|$ , equação (3.32). Assim, três formas de gerar um “vetor resultante nulo” são definidas: **1)** aplicando  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$  por um mesmo intervalo de tempo; **2)** aplicando  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_4$  por um mesmo intervalo de tempo; **3)** combinando as formas **1** e **2**. O tempo total de aplicação deste vetor,  $\delta_T$ , pode ser calculado segundo (3.37):

$$\delta_T = T - |t_{13}| - |t_{24}| \quad (3.37)$$

$$= T - |t_1 - t_3| - |t_2 - t_4| \quad (3.38)$$

Para definir como o tempo total de aplicação do vetor resultante nulo será utilizado, define-se  $\mu$  como sendo um fator de distribuição do tempo de aplicação do vetor resultante nulo, tal que  $0 \leq \mu \leq 1$ . Em um sistema que disponibiliza vetores nulos, a definição de  $\mu$  está relacionada à distribuição do tempo de roda livre. No presente caso,  $\mu$  define como será gerada uma tensão com média nula. O procedimento para o cálculo de  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  pode ser realizado com base na identificação do setor, no qual  $\mathbf{v}^*$  esta localizado, tal como descrito abaixo:

$$\begin{aligned} \text{Setor I} & : t_{13} > 0 \text{ e } t_{24} \geq 0 \\ t_1 & = t_{13} + \frac{\mu}{2}\delta_T; t_2 = t_{24} + \frac{1-\mu}{2}\delta_T; t_3 = \frac{\mu}{2}\delta_T; t_4 = \frac{1-\mu}{2}\delta_T \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor II} & : t_{13} \leq 0 \text{ e } t_{24} \geq 0 \\ t_1 & = \frac{\mu}{2}\delta_T; t_2 = t_{24} + \frac{1-\mu}{2}\delta_T; t_3 = -t_{13} + \frac{\mu}{2}\delta_T; t_4 = \frac{1-\mu}{2}\delta_T \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor III} & : t_{13} \leq 0 \text{ e } t_{24} < 0 \\ t_1 & = \frac{\mu}{2}\delta_T; t_2 = \frac{1-\mu}{2}\delta_T; t_3 = -t_{13} + \frac{\mu}{2}\delta_T; t_4 = -t_{24} + \frac{1-\mu}{2}\delta_T \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor IV} & : t_{13} > 0 \text{ e } t_{24} < 0 \\ t_1 & = t_{13} + \frac{\mu}{2}\delta_T; t_2 = \frac{1-\mu}{2}\delta_T; t_3 = \frac{\mu}{2}\delta_T; t_4 = -t_{24} + \frac{1-\mu}{2}\delta_T \end{aligned} \quad (3.42)$$

Logo, o fator de distribuição  $\mu$  permite definir quantos vetores serão utilizados e seus respectivos pesos, sendo válidas as seguintes regras: se  $\mu = 0$ , apenas três vetores são utilizados,  $\mathbf{v}_2$ ,  $\mathbf{v}_4$  e  $\mathbf{v}_1$  ou  $\mathbf{v}_3$ ; se  $0 < \mu < 1$ , todos os vetores serão utilizados; se  $\mu = 1$ , serão utilizados  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_2$  ou  $\mathbf{v}_4$ .

Para as estratégias que utilizam três vetores,  $\mu$  deverá assumir um valor fixo (0 ou 1). Isto implica em definir estratégias com dois vetores pares e um ímpar, tabela (3.3), ou dois vetores ímpares e um par, tabela (3.4).

Ainda dentro deste enfoque, pode-se definir uma alternância entre 0 e 1 para  $\mu$  de modo que, na composição de  $\mathbf{v}^*$ , sejam utilizados os vetores que estejam dispostos o mais próximo possível do vetor de referência. Neste caso, a identificação dos setores passa a ser feita por  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$ . A tabela (3.5) mostra como  $\mu$  deve ser selecionado para que se possa utilizar os três vetores mais próximos de um dado  $\mathbf{v}^*$ .

Tabela 3.3: Dois vetores pares e um ímpar.

Setores	Vetores	$\mu$
I	$\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	0
II	$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4$	0
III	$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4$	0
IV	$\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	0

Tabela 3.4: Dois vetores ímpares e um par.

Setores	Vetores	$\mu$
I	$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	1
II	$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	1
III	$\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1$	1
IV	$\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1$	1

Na figura 3.9, encontram-se apresentados os vetores com os diferentes setores definidos nas tabelas (3.3), (3.4) e (3.5). Estas tabelas, junto com as equações (3.39)-(3.42), definem os algoritmos para o controle do inversor.

Com o objetivo de melhorar a simetria da forma de onda resultante e reduzir a frequência de chaveamento do inversor, utiliza-se um esquema de reversão na sequência de aplicação dos vetores, conforme explanação a seguir. Admitindo que a frequência original do inversor é  $f_c = \frac{1}{T}$  e que os conjuntos de vetores  $[\mathbf{v}_3(t_3), \mathbf{v}_2(t_2), \mathbf{v}_1(t_1)]_T$  e  $[\mathbf{v}_3(t'_3), \mathbf{v}_2(t'_2), \mathbf{v}_1(t'_1)]_T$  devem ser aplicados durante o intervalo de tempo correspondente a  $2T$ . O argumento associado ao vetor de tensão,  $t_1$  em  $\mathbf{v}(t_1)$ , por exemplo, indica o intervalo de tempo que o vetor deve permanecer ativo durante o período  $T$ . Desta forma, no esquema sem reversão, tem-se para o período  $2T$ :

$$[\mathbf{v}_3(t_3), \mathbf{v}_2(t_2), \mathbf{v}_1(t_1)]_T, [\mathbf{v}_3(t'_3), \mathbf{v}_2(t'_2), \mathbf{v}_1(t'_1)]_T$$

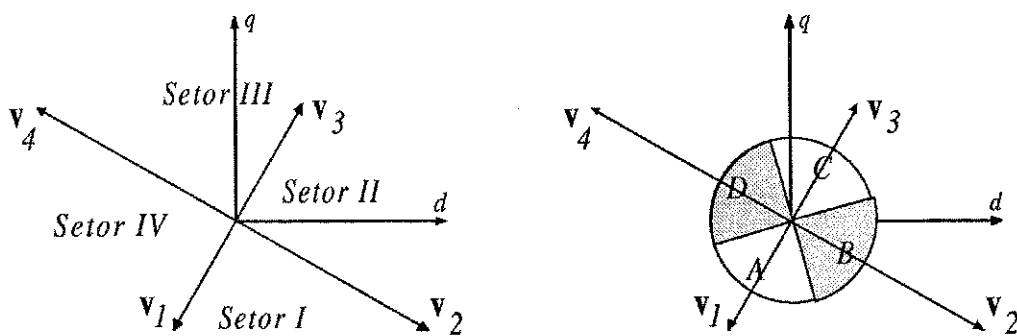
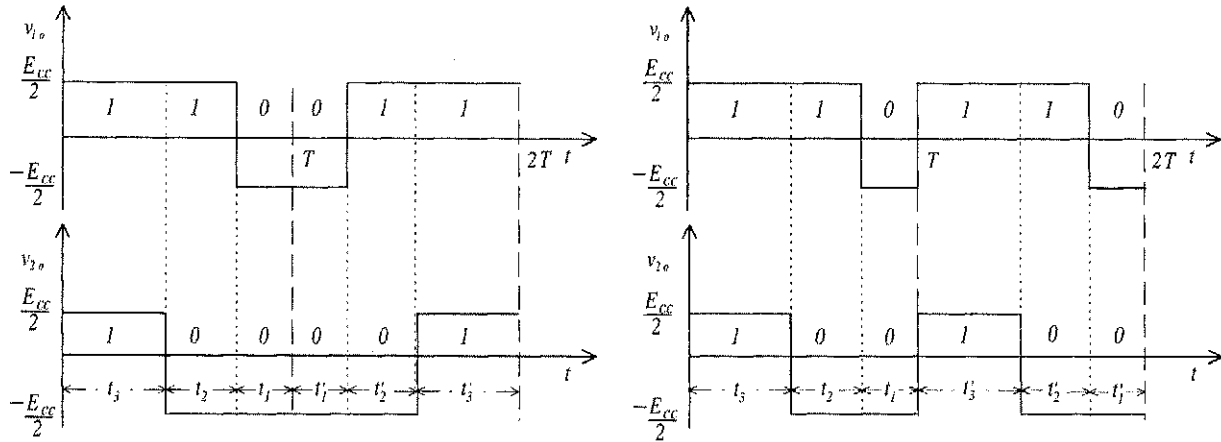


Figura 3.9: Setores que poderão definir diferentes padrões de modulação.

Tabela 3.5: Modo alternado por setor.

Setores	Vetores	Condição	$\mu$
A	$\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	$t_{13}/\sqrt{3} >  t_{24} $	0
B	$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	$t_{24} \geq  t_{13}/\sqrt{3} $	1
C	$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4$	$-t_{13}/\sqrt{3} >  t_{24} $	0
D	$\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1$	$-t_{24} \geq  t_{13}/\sqrt{3} $	1



(a) Com reversão da seqüência

(b) Sem reversão da seqüência

Figura 3.10: Sequência de aplicações dos vetores.

fazendo uso da reversão tem-se:

$$[\mathbf{v}_3(t_3), \mathbf{v}_2(t_2), \mathbf{v}_1(t_1)]_T, [\mathbf{v}_1(t'_1), \mathbf{v}_2(t'_2), \mathbf{v}_3(t'_3)]_T.$$

Desta forma, a frequência do inversor passa a ser  $f_c = \frac{1}{2T}$ .

Nas figuras 3.10(a) e 3.10(b), encontram-se as formas de onda nas saídas do inversor para as situações nas quais são considerados os esquemas com e sem reversão, respectivamente.

Em abordagens similares, são identificados estudos nos quais a reversão é aplicada, sendo que  $t_1 = t'_1$  e por conseguinte,  $2T = T'$ , como exemplo é possível citar Blaabjerg *et alli* em [9].

### 3.5.3 PWM Escalar

Enquanto a abordagem vetorial trata da composição de uma tensão de referência utilizando os vetores de tensão disponíveis, o controle escalar do inversor opera baseado no tempo de condução das chaves de cada um dos braços do inversor. Desta forma,

considere que as tensões de referência trifásicas são dadas por:

$$\begin{aligned} v_{s1}^{s*} &= V_{sm} \cos \omega_s t \\ v_{s2}^{s*} &= V_{sm} \cos \left( \omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{s3}^{s*} &= V_{sm} \cos \left( \omega_s t + \frac{2\pi}{3} \right). \end{aligned} \quad (3.43)$$

Por outro lado, as diferenças de potencial entre os terminais da carga e o ponto 0, em termo das componentes fundamentais, podem ser escritas como segue:

$$\begin{aligned} v_{10}^* &= v_{s1}^{s*} + v_{N0} \\ v_{20}^* &= v_{s2}^{s*} + v_{N0} \\ v_{30}^* &= v_{s3}^{s*} + v_{N0}. \end{aligned} \quad (3.44)$$

Relembrando que, por definição,  $v_{30}^* = 0$ , então  $v_{N0} = -v_{s3}^{s*}$ , e

$$v_{10}^* = v_{s1}^{s*} - v_{s3}^{s*} = \sqrt{3}V_{sm} \cos(\omega_s t - \pi/6) \quad (3.45)$$

$$v_{20}^* = v_{s2}^{s*} - v_{s3}^{s*} = \sqrt{3}V_{sm} \cos(\omega_s t - \pi/2) \quad (3.46)$$

$$v_{30}^* = v_{s3}^{s*} - v_{s3}^{s*} = 0. \quad (3.47)$$

No caso em que as referências são fornecidas em função das componentes  $dq$ , obtém-se uma expressão que as relacione com as tensões no braço do inversor. Para tanto, utiliza-se a transformação definida em (2.2), de forma que:

$$\begin{aligned} v_{s1}^{s*} &= \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd}^{s*} \\ v_{s2}^{s*} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s*} \right) \\ v_{s3}^{s*} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s*} \right). \end{aligned}$$

Substituindo estas expressões em (3.45) e (3.46), têm-se:

$$v_{10}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} v_{sd}^{s*} + \sqrt{\frac{1}{2}} v_{sq}^{s*} \quad (3.48)$$

$$v_{20}^* = \sqrt{2} v_{sq}^{s*}. \quad (3.49)$$

Os intervalos de tempo,  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , durante os quais as chaves  $q_1$  e  $q_2$  devem conduzir para que as tensões de referência sejam obtidas nas saídas do inversor, são determinados por:

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{10}^* \quad (3.50)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{20}^*. \quad (3.51)$$

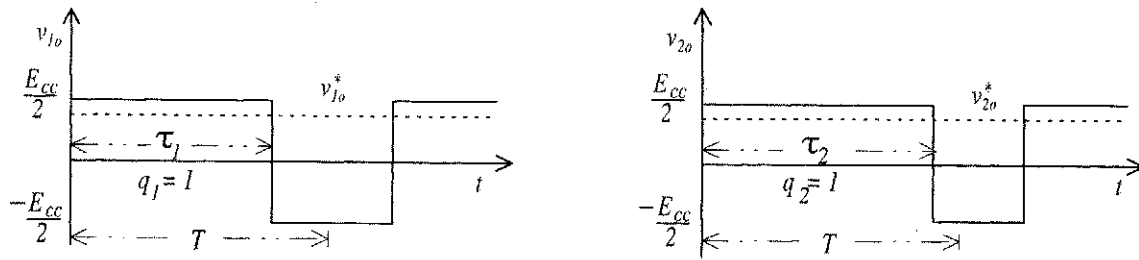


Figura 3.11: Tensões nas saídas do inversor.

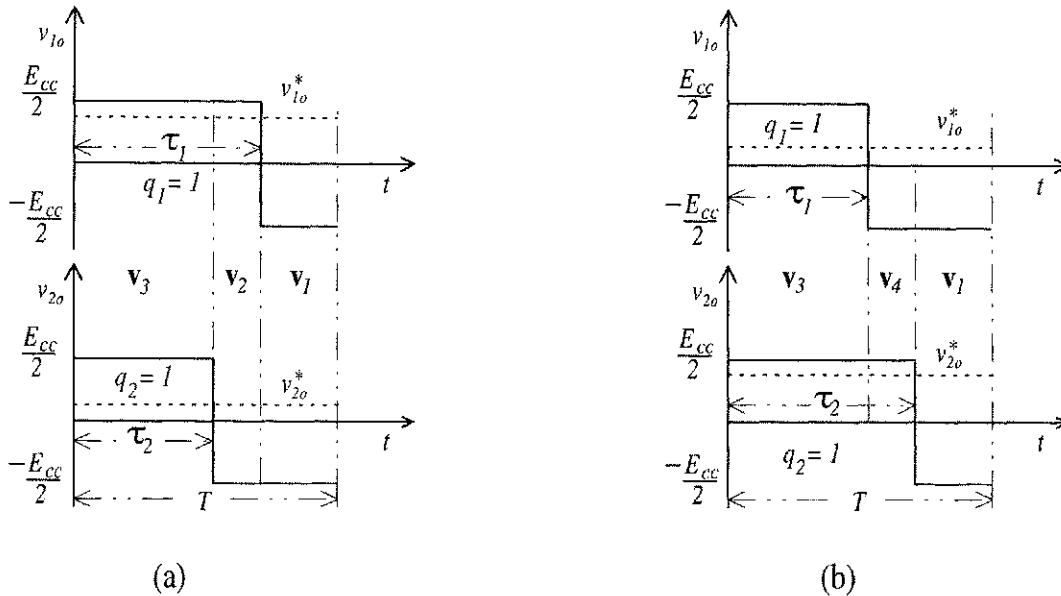


Figura 3.12: Formas de ondas típicas nas saídas do inversor - estados iniciais idênticos.

A figura 3.11 mostra a forma de onda típica em cada uma das saídas do inversor. Com  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , calculados segundo (3.50) e (3.51), as tensões médias nas saídas do inversor, durante o período de chaveamento  $T$ , são iguais as tensões de referência.

A equivalência entre as abordagens escalar e vetorial para operação de um inversor com seis chaves tem sido apresentada em diversos trabalhos [80] e [55]. Para o presente esquema, também é possível identificar os pontos comuns entre o tratamento vetorial e escalar do PWM.

A solução apontada para o cálculo de  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$ , quando da apresentação do desenvolvimento do PWM vetorial, apresenta diferentes padrões para a aplicação dos vetores de tensão.

Nas figuras 3.12(a) e 3.12(b), encontram-se as formas de onda típicas nos braços do inversor quando as chaves superiores de cada um dos braços estão inicialmente em um mesmo estado, permanecendo assim durante o intervalo  $\tau_i$ , ( $i = 1$  ou  $2$ ). Observando-se os valores binários associados aos estados das chaves, identifica-se quais os vetores

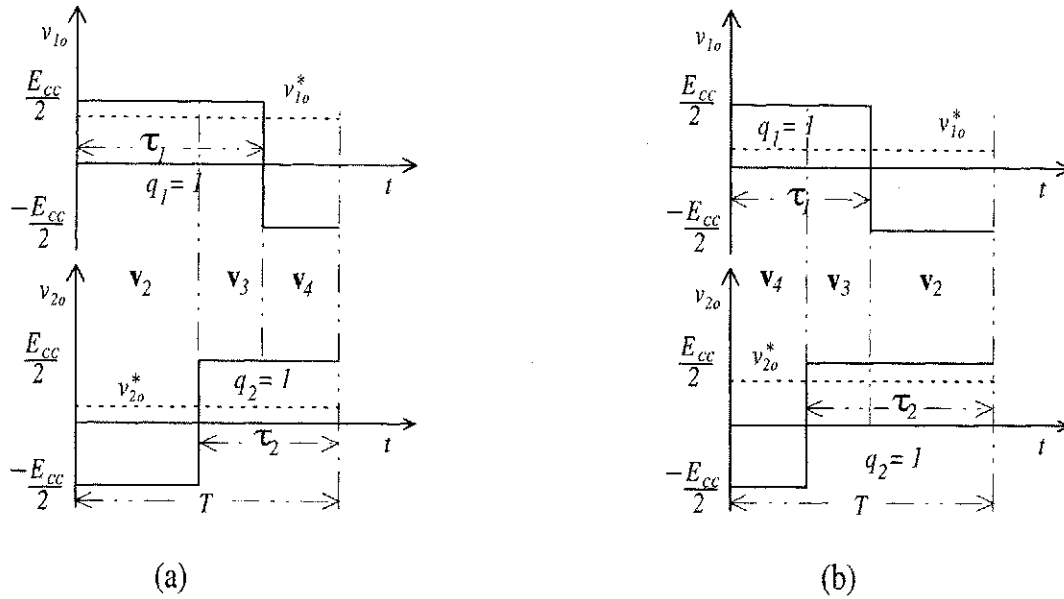


Figura 3.13: Formas de ondas típicas nas saídas do inversor - estados iniciais distintos.

a serem utilizados. No caso em que  $\tau_1 > \tau_2$ , os vetores são  $v_3, v_2$  e  $v_1$  ou  $v_1, v_2$  e  $v_3$  dependendo do estado inicial das chaves, figura 3.12(a).

Quando  $\tau_1 < \tau_2$ , a sequência será  $v_3, v_4$  e  $v_1$  ou  $v_1, v_4$  e  $v_3$ , figura 3.12(b). Nos casos em que os estados iniciais das chaves são distintos, figuras 3.13(a) e 3.13(b), serão observadas duas novas sequências de aplicação dos vetores. Para  $\tau_1 > \tau_2$ , tem-se  $v_2, v_3$  e  $v_4$  ou  $v_4, v_3$  e  $v_2$ , enquanto que se  $\tau_1 < \tau_2$ , consideram-se os vetores  $v_2, v_1$  e  $v_4$  ou  $v_4, v_1$  e  $v_2$ .

Observando as tabelas (3.3), (3.4) e (3.5), verifica-se que as sequências apresentadas já tinham sido propostas com base nos testes de  $t_{13}$  e  $t_{24}$ , fazendo  $\mu = 0$  ou  $\mu = 1$ , respectivamente. Independentemente do critério utilizado para aplicação dos vetores, pode ser estabelecida a seguinte relação entre o PWM escalar e o vetorial:

$$\tau_1 = t_2 + t_3 \quad (3.52)$$

$$\tau_2 = t_3 + t_4. \quad (3.53)$$

### 3.5.4 PWM Para a Configuração em Delta

Para obter as relações inerentes ao procedimento do PWM no caso em que a máquina é configurada em delta, pode-se proceder de forma análoga ao caso em que a máquina é configurada em estrela. Antecipadamente, é importante lembrar que  $v_1 = 0 - j \frac{E_{cc}}{\sqrt{2}}$  e  $v_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{cc} + j0$ , tabela (3.2). Utilizando as equações (3.33) e (3.34), para este caso



em específico, pode-se concluir que  $t_{13}$  e  $t_{24}$  são dados por:

$$t_{13} = -\sqrt{2} \frac{T}{E_{cc}} v_{sd}^{s*} \quad (3.54)$$

$$t_{24} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{T}{E_{cc}} v_{sq}^{s*} \quad (3.55)$$

A partir de (3.54) e (3.55), pode-se desenvolver equações semelhantes às obtidas para a conexão em estrela, com o intuito de realizar o cálculo do tempo de aplicação dos vetores. Entretanto, considera-se interessante e direto realizar o procedimento já definido para a configuração em estrela. Uma maneira de viabilizar esta forma de cálculo é equacionar os valores de  $v_{sdY}^{s*}$  e  $v_{sqY}^{s*}$  em função de  $v_{sd\Delta}^{s*}$  e  $v_{sq\Delta}^{s*}$ . Conforme é possível detectar, trata-se apenas do mapeamento de um sistema de coordenadas em um outro,  $\Delta \rightarrow Y$ . Assim, fica garantido o aproveitamento de todas as equações desenvolvidas para a conexão em estrela.

Utilizando uma submatriz de  $\mathbf{A}$ , pode-se representar as tensões  $v_{s1\Delta}^s$ ,  $v_{s2\Delta}^s$  e  $v_{s3\Delta}^s$  como função de  $v_{sd\Delta}^s$  e  $v_{sq\Delta}^s$ , da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{s1\Delta}^s \\ v_{s2\Delta}^s \\ v_{s3\Delta}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd\Delta}^s \\ v_{sq\Delta}^s \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{dq} \begin{bmatrix} v_{sd\Delta}^s \\ v_{sq\Delta}^s \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Reciprocamente, as componentes  $dq$  em função das tensões de fase ficam definidas pela equação:

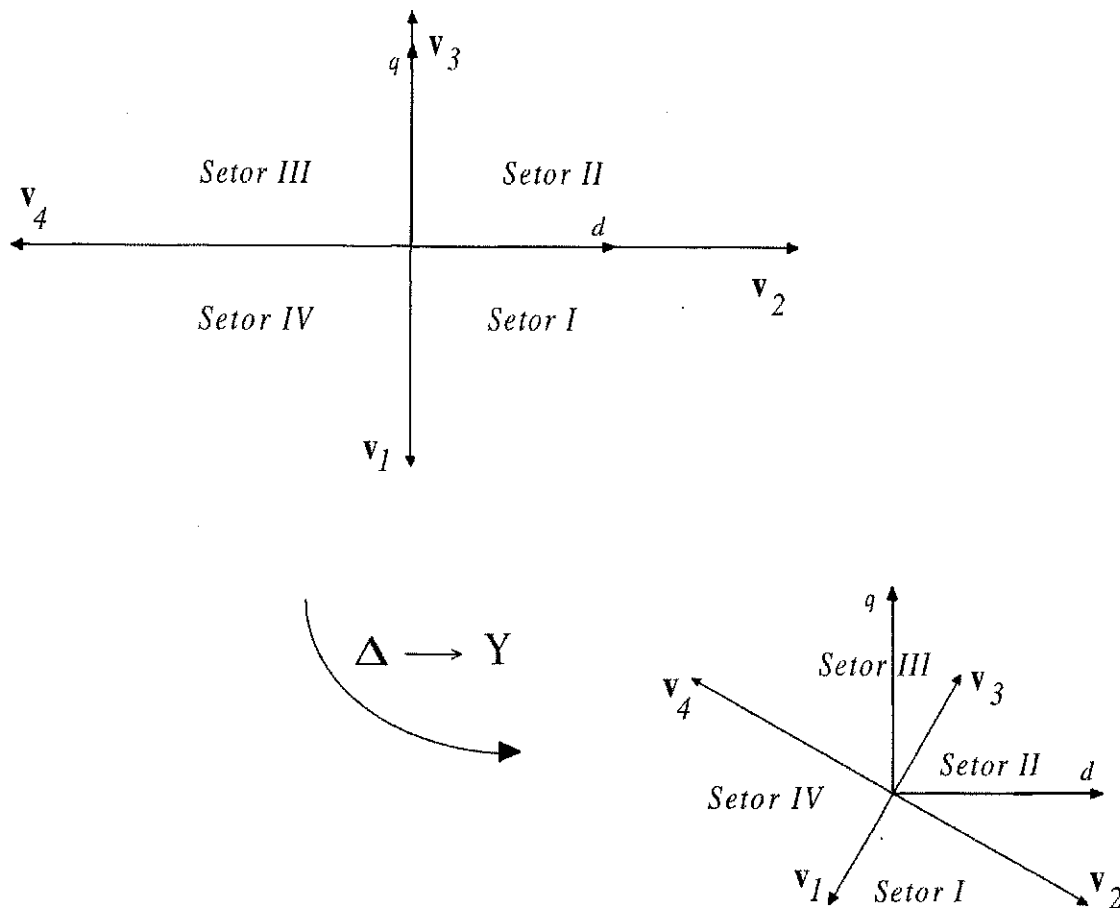
$$\begin{bmatrix} v_{sd\Delta}^s \\ v_{sq\Delta}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1\Delta}^s \\ v_{s2\Delta}^s \\ v_{s3\Delta}^s \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{dq}^- \begin{bmatrix} v_{s1\Delta}^s \\ v_{s2\Delta}^s \\ v_{s3\Delta}^s \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Para relacionar as tensões estatóricas da configuração em estrela ( $v_{s1Y}^s$ ,  $v_{s2Y}^s$  e  $v_{s3Y}^s$ ) com as da configuração em delta ( $v_{s1\Delta}^s$ ,  $v_{s2\Delta}^s$  e  $v_{s3\Delta}^s$ ), utiliza-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_{s1Y}^s \\ v_{s2Y}^s \\ v_{s3Y}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1\Delta}^s \\ v_{s2\Delta}^s \\ v_{s3\Delta}^s \end{bmatrix} = T_{Y\Delta} \begin{bmatrix} v_{s1\Delta}^s \\ v_{s2\Delta}^s \\ v_{s3\Delta}^s \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Como a relação definida na equação (3.57) também é válida para para a configuração em Y, então:

$$\begin{bmatrix} v_{sdY}^s \\ v_{sqY}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1Y}^s \\ v_{s2Y}^s \\ v_{s3Y}^s \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{dq}^- \begin{bmatrix} v_{s1Y}^s \\ v_{s2Y}^s \\ v_{s3Y}^s \end{bmatrix} \quad (3.59)$$


 Figura 3.14: Ilustração do mapeamento do plano  $dq \Delta$  para o plano  $dq Y$ .

Desta forma, com base nas equações (3.56)-(3.59),  $v_{sdY}^{s*}$  e  $v_{sqY}^{s*}$  podem ser escritos em função de  $v_{sd\Delta}^{s*}$  e  $v_{sq\Delta}^{s*}$  como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{sdY}^{s*} \\ v_{sqY}^{s*} \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{dq}^{-1} T_{Y\Delta} \mathbf{A}_{dq} \begin{bmatrix} v_{sd\Delta}^{s*} \\ v_{sq\Delta}^{s*} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{3}/2 & 1/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd\Delta}^{s*} \\ v_{sq\Delta}^{s*} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Caso seja preferível uma expressão vetorial para a equação (3.60), tem-se:

$$v_{sdY}^{s*} + jv_{sqY}^{s*} = \frac{1}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}} (v_{sd\Delta}^{s*} + jv_{sq\Delta}^{s*}) \quad (3.61)$$

Em outros termos, definidos os valores de referência a serem sintetizados por um inversor que alimenta uma máquina trifásica configurada em delta, pode-se calcular o tempo de aplicação dos vetores ou mesmo o tempo de condução das chaves, utilizando os algoritmos definidos para a configuração em estrela. Esta adaptação é definida através do mapeamento do plano  $dq \Delta$  no plano  $dq Y$ , definido por meio da equação (3.60) ou (3.61). Um exemplo deste mapeamento encontra-se na figura (3.14), em que os vetores definidos pelos estados das chaves do inversor, considerando a ligação em delta, são submetidos a uma rotação de  $-\pi/6$  com as respectivas amplitudes multiplicadas por

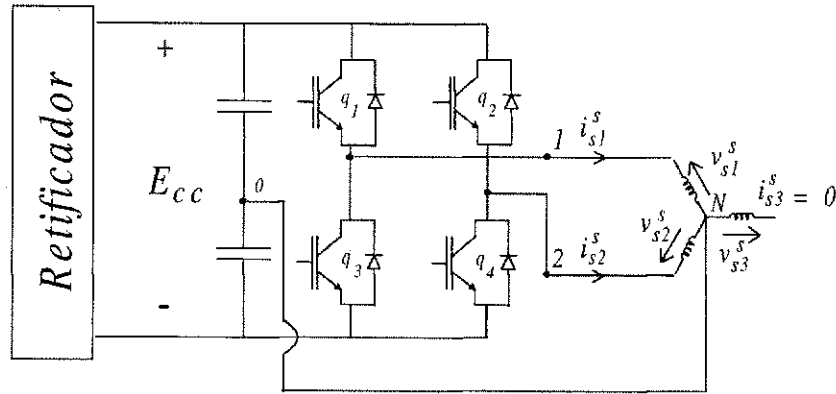


Figura 3.15: Sistema de acionamento para uma máquina com dois enrolamentos.

$1/\sqrt{3}$ . Observe que a relação  $\mathbf{A}_{dq}^- T_{Y\Delta} \mathbf{A}_{dq}$  também é válida para a situação na qual utiliza-se um inversor com seis chaves para alimentar a máquina em delta.

### 3.6 Máquina com Dois Enrolamentos

A composição de um sistema de acionamento reduzido utilizando um inversor com quatro chaves e uma máquina trifásica, tratado na seção anterior, não requer maiores considerações. Isto porque, sob o ponto de vista da máquina, o funcionamento permanece inalterado.

Para a máquina com dois enrolamentos, admite-se que a carga a ser acionada trate-se de uma máquina trifásica na qual faz-se uso de apenas duas fases. A alimentação, utilizando um inversor com quatro chaves, independe das fases ativas da máquina e é obtida conectando-se o neutro da máquina ao ponto central do banco de capacitores, figura 3.15.

O estudo do funcionamento de uma máquina trifásica operando com apenas dois braços é importante porque esta estrutura, também, pode ser utilizada com o propósito de aumentar a robustez de sistemas de acionamento que utilizam estratégias de controle orientado pelo campo [15]. Neste caso, pode ser considerado mais adequado o uso de uma estrutura que apresente um quarto braço de reserva (Capítulo 5).

#### 3.6.1 Análise dos Vetores Espaciais

Seguindo a metodologia que leva em conta o estado das chaves do inversor (Máquina Trifásica), e observando que a conexão do neutro da máquina com o ponto central do banco de capacitores implica no fato da tensão sobre o enrolamento corresponder exatamente a tensão na saída do inversor, a qual encontra-se conectada a respectiva

Tabela 3.6: Vetores de tensão no plano  $dq$  – abertura da fase 3.

$q_1$	$q_2$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	$\mathbf{v}_1 = E_{cc}\sqrt{3/2}e^{-j2\pi/3} + \mathbf{v}_{so}$
1	0	$\mathbf{v}_2 = E_{cc}/\sqrt{2}e^{-j\pi/6} + \mathbf{v}_{so}$
1	1	$\mathbf{v}_3 = E_{cc}\sqrt{3/2}e^{j\pi/3} + \mathbf{v}_{so}$
0	1	$\mathbf{v}_4 = E_{cc}/\sqrt{2}e^{j5\pi/6} + \mathbf{v}_{so}$

fase, é possível estabelecer que:

$$v_{s1}^s = q_1 \frac{E_{cc}}{2} - q_3 \frac{E_{cc}}{2} = (2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.62)$$

$$v_{s2}^s = q_2 \frac{E_{cc}}{2} - q_4 \frac{E_{cc}}{2} = (2q_2 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.63)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{3}v_{so}^s - v_{s1}^s - v_{s2}^s = \sqrt{3}v_{so}^s - (q_1 + q_2 - 1)E_{cc} \quad (3.64)$$

no caso em que a fase 3 encontra-se em aberto.

Com base nestas equações e utilizando a matriz de transformação  $\mathbf{A}$ , obtêm-se as expressões que definem o mapeamento dos vetores no plano  $dq$ . Como resultado, tem-se:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}}(2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s \quad (3.65)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sqrt{2}}(q_1 + 2q_2 - \frac{3}{2})E_{cc} - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s \quad (3.66)$$

Em consequência dos possíveis estados que as chaves assumem no inversor, são gerados quatro vetores distintos. Com o intuito de estabelecer o controle do inversor para o acionamento da máquina em malha aberta, a tensão homopolar é considerada uma fonte interna ao inversor, figura 3.16. A inclusão do termo  $\mathbf{v}_{so}$  como um componente interno da fonte de tensão, decorre do modelo adotado para a máquina com dois enrolamentos, ou seja, trata-se de uma máquina trifásica que opera com uma fase em aberto. Neste caso, o modelo da máquina ativa continua sendo definido pelas equações (3.1)-(3.7), entretanto, em virtude do funcionamento com a fase aberta, as componentes homopolares deixam de ser nulas. Os vetores resultantes encontram-se ilustrados na figura 3.17 e estão descritos analiticamente na tabela (3.6), onde  $\mathbf{v}_{so} = \sqrt{2}v_{so}^s e^{-j2\pi/3}$ .

No caso em que  $v_{so}^s = 0$ , os vetores adjacentes estão defasados de  $90^\circ$ , dividindo o plano  $dq$  em quatro setores (I, II, III, e IV) e a razão entre a amplitude dos vetores maiores e menores é  $\sqrt{3}$ . Estas características foram observadas na análise dos vetores realizada na seção anterior. A figura 3.17 mostra os vetores obtidos para o caso em que a amplitude de  $v_{so}^s$  é de aproximadamente  $0.07E_{cc}$ . Os vetores  $\mathbf{v}_x$  e  $\mathbf{v}_y$  que aparecem

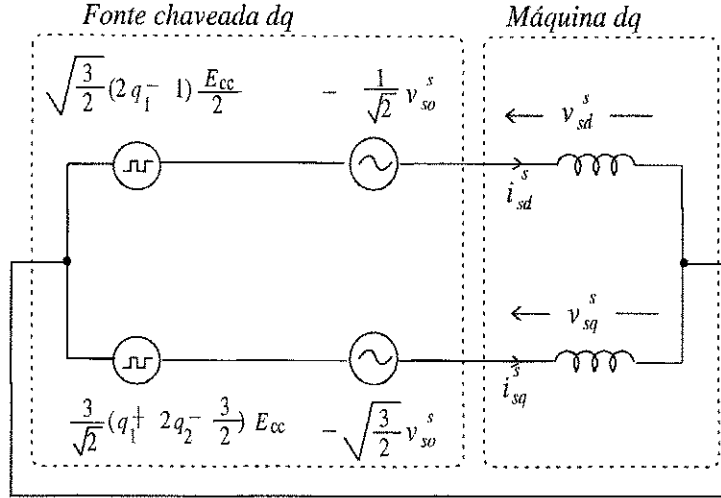


Figura 3.16: Circuito equivalente que ilustra a inclusão dos termos dependentes de  $v_{so}^s$ , como elementos internos da fonte chaveada.

na figura 3.17 são definidos como sendo  $\mathbf{v}_x = \mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_{so} = -\mathbf{v}_3 + \mathbf{v}_{so}$  e  $\mathbf{v}_y = \mathbf{v}_2 - \mathbf{v}_{so} = -\mathbf{v}_4 + \mathbf{v}_{so}$  e serão utilizados como variáveis auxiliares no equacionamento que irá definir a estratégia de modulação PWM vetorial. Mais uma vez, não existem vetores nulos.

### 3.6.2 PWM Vetorial

De forma semelhante ao que foi aplicado para a configuração mostrada anteriormente, a modulação vetorial trata da síntese de um vetor de referência, a partir dos vetores disponíveis, isto é:

$$\mathbf{v}^* T = \mathbf{v}_1 t_1 + \mathbf{v}_2 t_2 + \mathbf{v}_3 t_3 + \mathbf{v}_4 t_4 \quad (3.67)$$

com as seguintes restrição para  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$ :

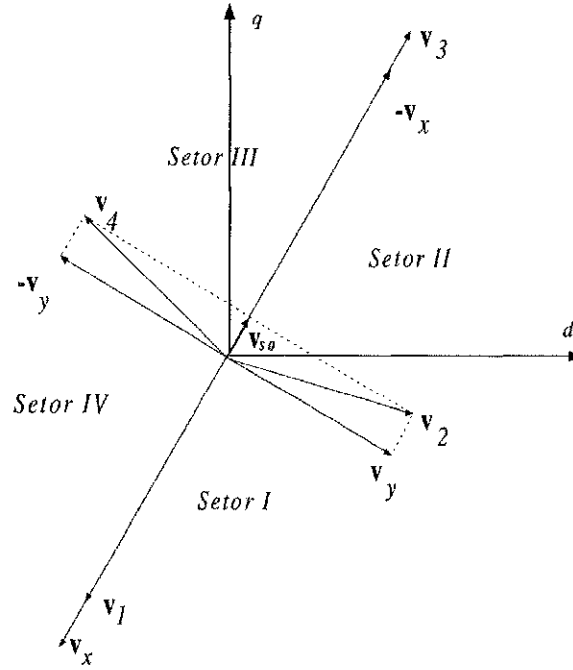
$$T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 \quad (3.68)$$

$$t_i \geq 0, \quad i = 1, \dots, 4 \quad (3.69)$$

A questão mais uma vez é: dado  $\mathbf{v}^* = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$  e  $T$  como determinar  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$ ? Para simplificar a manipulação algébrica do problema, considera-se as seguintes definições:  $\mathbf{v}_x = \mathbf{v}_1 - \mathbf{v}_{so}^* = -\mathbf{v}_3 + \mathbf{v}_{so}^* = v_{xd} + jv_{xq}$  e  $\mathbf{v}_y = \mathbf{v}_2 - \mathbf{v}_{so}^* = -\mathbf{v}_4 + \mathbf{v}_{so}^* = v_{yd} + jv_{yq}$ . Substituindo os vetores  $\mathbf{v}_x$  e  $\mathbf{v}_y$  em (3.67), tem-se

$$(\mathbf{v}^* - \mathbf{v}_{so}^*) T = \mathbf{v}_x t_{13} + \mathbf{v}_y t_{24} \quad (3.70)$$

com  $t_{13} = t_1 - t_3$  e  $t_{24} = t_2 - t_4$ . Se comparado com o esquema da seção anterior, pode-se concluir que a diferença fica por conta da presença da componente homopolar.


 Figura 3.17: Vetores espaciais no plano  $dq$  – abertura da fase 3.

Reescrevendo a equação (3.70) em termos das componentes  $odq$ , obtém-se o seguinte sistema de equações:

$$(v_{sd}^{s*} + v_{so}^{s*}/\sqrt{2})T = v_{xd}t_{13} + v_{yd}t_{24} \quad (3.71)$$

$$(v_{sq}^{s*} + \sqrt{3/2}v_{so}^{s*})T = v_{xq}t_{13} + v_{yq}t_{24} \quad (3.72)$$

Uma vez que  $v_{xd} = -\sqrt{3/2}E_{cc}/2$ ,  $v_{xq} = -(3/\sqrt{2})E_{cc}/2$ ,  $v_{yd} = \sqrt{3/2}E_{cc}/2$  e  $v_{yq} = -(1/\sqrt{2})E_{cc}/2$ , é possível determinar  $t_{13}$  e  $t_{24}$  como segue:

$$t_{13} = -\frac{1}{\sqrt{6}}\frac{T}{E_{cc}}(v_{sd}^{s*} + \sqrt{3}v_{sq}^{s*} + 2\sqrt{2}v_{so}^{s*}) \quad (3.73)$$

$$t_{24} = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{T}{E_{cc}}(\sqrt{3}v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \quad (3.74)$$

Com isto, todo o equacionamento, em função de  $\mu$ , definido para acionar uma máquina trifásica (seção 3.5.2), para o cálculo de  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  e  $t_4$  passa a ser válido. Resta somente lembrar que anteriormente os vetores  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_4$  eram maiores que  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$ , e que, para a situação atual,  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$  possuem maior amplitude. Além disto, a tabela (3.5) apresenta-se um pouco modificada, resultando na tabela (3.7)

Na figura 3.18, encontram-se ilustrados os setores que podem definir diferentes padrões de modulação para esta configuração.

Tabela 3.7: Setores individuais

Setores	Vetores	Condição	$\mu$
A	$\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	$t_{13} >  t_{24}/\sqrt{3} $	0
B	$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	$t_{24}/\sqrt{3} \geq  t_{13} $	1
C	$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4$	$-t_{13} >  t_{24}/\sqrt{3} $	0
D	$\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1$	$-t_{24}/\sqrt{3} \geq  t_{13} $	1

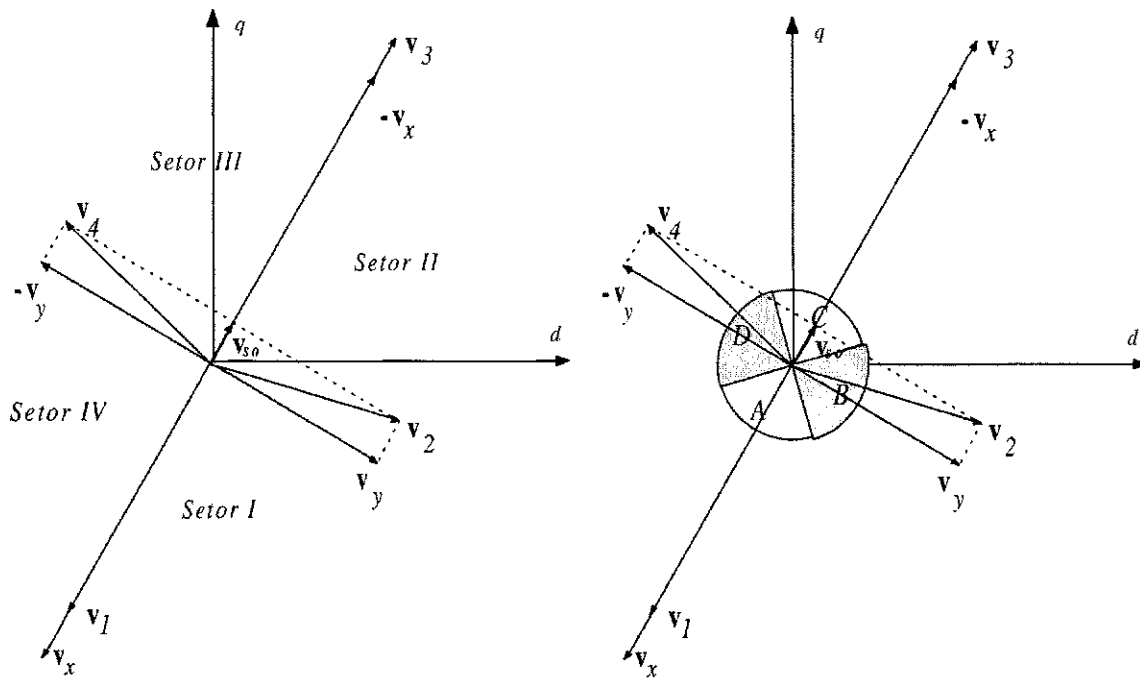


Figura 3.18: Setores que poderão definir diferentes padrões de modulação.

### 3.6.3 PWM Escalar

Para o presente sistema, vale lembrar que  $v_{10}^* = v_{s1}^{s*}$  e  $v_{20}^* = v_{s2}^{s*}$  e desse modo  $v_{10}^*$  e  $v_{20}^*$  podem ser determinados diretamente a partir de  $v_{sd}^*$ ,  $v_{sq}^*$  e  $v_{so}^*$ , utilizando a matriz de transformação **A**, que resulta nas seguintes equações:

$$v_{10}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( v_{sd}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{so}^{s*} \right) \tag{3.75}$$

$$v_{20}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s*} + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{so}^{s*} \right). \tag{3.76}$$

Desta forma, o tempo de condução  $\tau_1$  e  $\tau_2$  das chaves  $q_1$  e  $q_2$ , respectivamente,

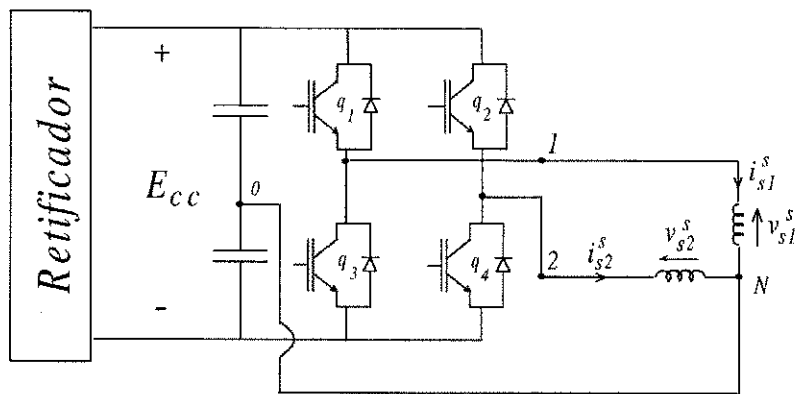


Figura 3.19: Sistema de acionamento utilizando um inversor com quatro chaves e uma máquina bifásica simétrica.

podem ser obtidos como apresentado a seguir:

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{10}^* \tag{3.77}$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{20}^* \tag{3.78}$$

Naturalmente, as equivalências apresentadas entre a modulação vetorial e escalar continuam válidas.

### 3.7 Máquina Bifásica

Nesta seção, é abordada a utilização de uma máquina bifásica para compor um sistema com número reduzido de componentes, juntamente com o conversor dotado de dois braços, como mostra a figura 3.19.

De início, a vantagem no estudo desta máquina é que às grandezas  $dq$  possuem uma relação direta com as componentes das fases, isto é:

$$v_{sd}^s = v_{s1}^s$$

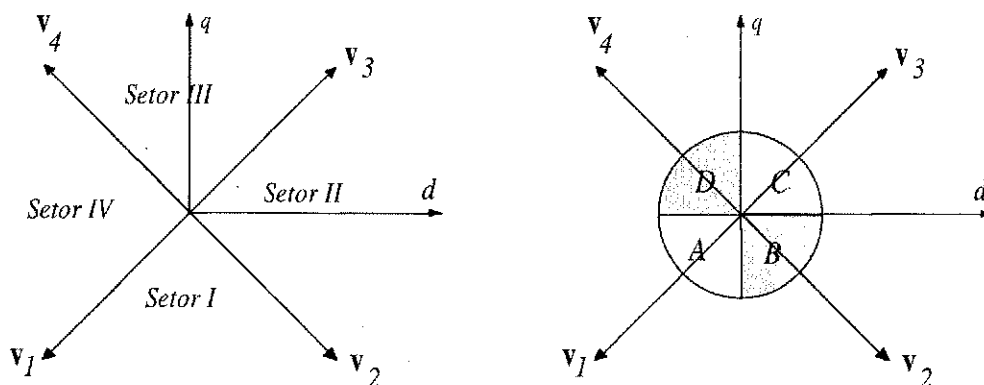
$$v_{sq}^s = v_{s2}^s$$

De uma certa forma, isto simplifica algumas etapas relacionadas à análise do funcionamento deste sistema, todavia, os procedimentos para estabelecer o controle do inversor são mantidos.



Tabela 3.8: Vetores de tensão no plano  $dq$ .

$q_1$	$q_2$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	$\mathbf{v}_1 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{-j3\pi/4}$
1	0	$\mathbf{v}_2 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{-j\pi/4}$
1	1	$\mathbf{v}_3 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{j\pi/4}$
0	1	$\mathbf{v}_4 = (E_{cc}/\sqrt{2})e^{j3\pi/4}$


 Figura 3.20: Vetores espaciais no plano  $dq$  e os setores que permitem definir diferentes padrões de modulação.

### 3.7.1 Análise dos Vetores Espaciais

Na utilização de uma máquina bifásica com o inversor dotado de quatro chaves, as tensões instantâneas nos enrolamentos da máquina são dadas como segue:

$$v_{s1}^s = q_1 \frac{E_{cc}}{2} - q_3 \frac{E_{cc}}{2} = (2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.79)$$

$$v_{s2}^s = q_2 \frac{E_{cc}}{2} - q_4 \frac{E_{cc}}{2} = (2q_2 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.80)$$

Uma vez que no referencial estático,  $v_{sd}^s = v_{s1}^s$  e  $v_{sq}^s = v_{s2}^s$ , então pode-se escrever:

$$v_{sd}^s = (2q_1 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.81)$$

$$v_{sq}^s = (2q_2 - 1) \frac{E_{cc}}{2} \quad (3.82)$$

Em consequência dos possíveis estados que as chaves assumem no inversor, são gerados quatro vetores distintos. A descrição analítica dos vetores pode ser verificada na tabela (3.8). Na figura 3.20, é possível observar como os vetores estão dispostos no plano  $dq$ .

Conforme mostra a figura 3.20, os vetores adjacentes encontram-se defasados de  $\frac{\pi}{2}$ , dividindo o plano  $dq$  em quatro setores, denominados de setores I, II, III e IV. Nota-se

Tabela 3.9: Setores individuais

Setores	Vetores	Condição	$\mu$
<i>A</i>	$\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	$t_{13} >  t_{24} $	0
<i>B</i>	$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	$t_{24} \geq  t_{13} $	1
<i>C</i>	$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4$	$-t_{13} >  t_{24} $	0
<i>D</i>	$\mathbf{v}_3\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1$	$-t_{24} \geq  t_{13} $	1

ainda que os vetores  $\mathbf{v}_1$  e  $\mathbf{v}_3$  são opostos, bem como,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_4$ , isto é,  $\mathbf{v}_1 = -\mathbf{v}_3$  e  $\mathbf{v}_2 = -\mathbf{v}_4$ .

Diferentemente das configurações descritas nas seções anteriores, os vetores possuem a mesma amplitude.

### 3.7.2 PWM Vetorial

Utilizando os mesmos argumentos das discussões anteriores, quanto a composição de um vetor de referência  $\mathbf{v}^*$  e observando que  $\mathbf{v}_1 = -\frac{E_{cc}}{2} - j\frac{E_{cc}}{2}$  e  $\mathbf{v}_2 = \frac{E_{cc}}{2} - j\frac{E_{cc}}{2}$ , é possível equacionar o cálculo do tempos de aplicação dos vetores com segue:

$$v_{sd}^{s*}T = -\frac{E_{cc}}{2}t_{13} + \frac{E_{cc}}{2}t_{24} \quad (3.83)$$

$$v_{sq}^{s*}T = -\frac{E_{cc}}{2}t_{13} - \frac{E_{cc}}{2}t_{24}. \quad (3.84)$$

Resolvendo o sistema resultante, determina-se  $t_{13}$  e  $t_{24}$ , conforme mostram as equações (3.85) e (3.86):

$$t_{13} = -\frac{T}{E_{cc}}(v_{sd}^{s*} + v_{sq}^{s*}) \quad (3.85)$$

$$t_{24} = \frac{T}{E_{cc}}(v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \quad (3.86)$$

e mais uma vez pode-se aplicar qualquer um dos algoritmos que utilizam-se da identificação dos setores (I, II, III e IV ou *A*, *B*, *C* e *D*) para aplicar a estratégia desejada. As únicas observações são dirigidas à tabela que permite identificar os setores em torno dos vetores que, no presente caso, passa a ser dada pela tabela (3.9) e as demais tabelas passam a ser equivalentes, uma vez que os vetores possuem uma mesma amplitude.

### 3.7.3 PWM Escalar

A mesma técnica empregada nas configurações anteriores para definir a modulação escalar para controlar o inversor pode ser utilizada no presente caso. As larguras de

pulso,  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , durante as quais as chaves  $q_1$  e  $q_2$  devem conduzir para obter, nas saídas do inversor, as tensões de referências desejadas podem ser obtidas por:

$$\tau_1 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{sd}^{s*} \quad (3.87)$$

$$\tau_2 = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{sq}^{s*} \quad (3.88)$$

Observa-se que as equações (3.87) e (3.88) são válidas tanto para as componentes  $dq$ , como para os valores de fase.

Como pode-se verificar, seja na forma vetorial ou na forma escalar, o controle do inversor pode ser realizado de forma bastante flexível, garantindo as solicitações exigidas por uma estratégia de controle vetorial (alto desempenho). Resta, portanto, a análise do controle de corrente, considerando que este irá constituir a malha mais interna do sistema de controle.

### 3.8 Controle de Corrente

Quando o controle de uma máquina é realizado segundo os princípios de orientação pelo campo, é muito comum que o laço mais interno seja o do controle de corrente. Tomando como base as discussões do capítulo 2, será abordado nesta seção, o projeto do controlador de corrente.

Utilizando-se as equações (3.1)-(3.4), obtém-se o modelo corrente-tensão da máquina, empregado para o projeto do controlador, em termo das componentes  $dq$ . As equações a seguir descrevem este modelo:

$$v_{sd}^s = \left( r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2} \right) i_{sd}^s + \sigma l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + \varepsilon_{sd}^s \quad (3.89)$$

$$v_{sq}^s = \left( r_s + r_r \frac{m_{sr}^2}{l_r^2} \right) i_{sq}^s + \sigma l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + \varepsilon_{sq}^s \quad (3.90)$$

onde os termos  $\varepsilon_{sd}^s$  e  $\varepsilon_{sq}^s$  são as forças contra-eletromotrizes de eixo  $d$  e  $q$ , dadas por:

$$\varepsilon_{sd}^s = -\frac{m_{sr}}{l_r} \left( \omega_r \phi_{rq}^s + \frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^s \right) \quad (3.91)$$

$$\varepsilon_{sq}^s = \frac{m_{sr}}{l_r} \left( \omega_r \phi_{rd}^s - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^s \right) \quad (3.92)$$

Uma vez que trata-se do modelo de uma máquina simétrica, significa que a atuação de um controlador de sequência positiva é suficiente para garantir um erro de regime permanente nulo, compensando inclusive as componentes  $\varepsilon_{sd}^s$  e  $\varepsilon_{sq}^s$ , consideradas como perturbações. Entretanto, é possível mostrar que a implementação que utiliza uma

fase aberta, apresenta um termo adicional de perturbação decorrente da presença de termos homopolares não nulos. Para tanto, através da equação (2.2), conclui-se que  $v_{s3} = \sqrt{3}v_{so}^s - v_{s1} - v_{s2}$ . Uma vez que:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{s1} - \frac{1}{2}v_{s2} - \frac{1}{2}v_{s3})$$

e

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{s2} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s3})$$

Logo, a substituição de  $v_{s3}$  por  $\sqrt{3}v_{so}^s - v_{s1} - v_{s2}$ , na situação onde  $v_{so}^s = 0$ , implica em:

$$\begin{aligned} v_{sd}^s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{3}{2}v_{s1}) \\ v_{sq}^s &= \sqrt{\frac{2}{3}}[\frac{\sqrt{3}}{2}(2v_{s2} + v_{s1})] \end{aligned}$$

Entretanto, se  $v_{so}^s \neq 0$ , tem-se:

$$\begin{aligned} v_{sd}^s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(\frac{3}{2}v_{s1}) - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s = v_{sd}^{s'} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s \\ \implies v_{sd}^{s'} &= v_{sd}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s \\ v_{sq}^s &= \sqrt{\frac{2}{3}}[\frac{\sqrt{3}}{2}(2v_{s2} + v_{s1})] - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s = v_{sq}^{s'} - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s \\ \implies v_{sq}^{s'} &= v_{sq}^s + \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s \end{aligned}$$

Uma vez que para manter o funcionamento equilibrado da máquina, as componentes  $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$  devem ser defasadas de  $\pi/2$  radianos e possuir a mesma amplitude, então, o controlador deve ser capaz de fornecer as tensões de referências necessárias para compensar as perturbações ocasionadas por  $v_{so}^s$ ,  $\varepsilon_{sd}^s$  e  $\varepsilon_{sq}^s$ .

A componente  $v_{so}^s$ , no plano  $dq$ , constitui um vetor pulsante, que pode ser decomposto em dois vetores girantes, sendo um de sequência positiva e outro de sequência negativa, com amplitude correspondente à metade do valor máximo do vetor pulsante.

Tomando como base o estudo apresentado no capítulo 2, é possível concluir que pode-se realizar o acionamento de alto desempenho para a máquina com dois enrolamentos, desde que seja utilizado, para o controle de corrente, um controlador de sequência positiva e um de sequência negativa em paralelo. Na figura 3.21, encontra-se o diagrama de blocos descritivo do controle de corrente da máquina com dois enrolamentos quando a fase 3 opera em aberto. As considerações realizadas implicam que as

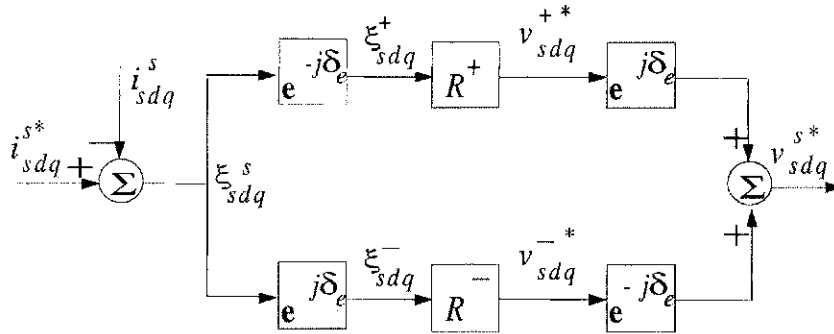


Figura 3.21: Atuação em paralelo dos controladores de sequência positiva e negativa, para o controle das correntes de uma máquina com dois enrolamentos.

tensões de fase são dadas por:

$$v_{s1} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd}^{s'}$$

$$v_{s2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{-1}{2} v_{sd}^{s'} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s'} \right)$$

Estas expressões são equivalentes às obtidas para o caso em que a máquina encontra-se em equilíbrio.

Assim, para qualquer uma das configurações, é possível garantir as estratégias de acionamento de alto desempenho para as estruturas reduzidas.

### 3.9 Análise de Regime Permanente

Além das análises realizadas até o momento, que têm como intenção viabilizar o acionamento de alto desempenho utilizando uma estrutura reduzida, é importante estabelecer as características de funcionamento destes sistemas, uma vez que para cada tipo de máquina há um comportamento elétrico diferenciado em termos do aproveitamento da tensão de barramento, bem como, espera-se uma solicitação de diferentes níveis de corrente nas saídas do inversor. Em particular, para a máquina trifásica, configurada em Y, será analisado o efeito da estratégia PWM sobre a tensão de modo comum.

Tomando como referência um sistema de acionamento, cujo inversor é composto por seis chaves, alimentando uma máquina trifásica configurada em estrela, cujos valores nominais de operação deste sistema são: tensão de barramento,  $E_{cc}$ ; amplitude máxima obtida para a tensão de fase,  $V_{sm} = E_{cc}/\sqrt{3}$ ; amplitude máxima da corrente de fase,  $I_{sm}$ , sendo a corrente de linha igual a corrente de fase  $I_L = I_F$ .

No que se refere à máquina  $dq$  equivalente, são válidas as seguintes expressões para

as tensões e para as correntes:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{sm} \cos(\omega_e t) \quad (3.93)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{sm} \sin(\omega_e t) \quad (3.94)$$

$$i_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sm} \cos(\omega_e t + \phi) \quad (3.95)$$

$$i_{sq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sm} \sin(\omega_e t + \phi) \quad (3.96)$$

onde  $\phi$  é a defasagem entre a corrente e a tensão. Como todas as configurações admitem uma representação  $dq$  da máquina, então dadas as especificações nominais em função das grandezas  $dq$ , conclui-se que:

1. Uma máquina trifásica configurada em Y e alimentada por um inversor com quatro chaves requer uma tensão de barramento igual a  $2\sqrt{3}V_{sm}$ , de forma que a corrente de fase tenha amplitude igual à corrente de linha correspondente a  $I_{sm}$ . Além disto, ocorre a circulação de uma corrente alternada através dos capacitores com uma amplitude igual a  $I_{sm}/2$ ;
2. Uma máquina trifásica configurada em  $\Delta$  e alimentada por um inversor com quatro chaves requer uma tensão de barramento igual a  $2V_{sm}$ , de forma que a corrente de fase tenha amplitude igual a  $I_{sm}$  e a corrente de linha,  $\sqrt{3}I_{sm}$ . Além disto, ocorre a circulação de uma corrente alternada através dos capacitores com uma amplitude igual a  $(\sqrt{3}/2)I_{sm}$ ;
3. Uma máquina trifásica operando com uma fase em aberto e com o neutro conectado ao ponto central do banco de capacitores quando alimentada por um inversor com quatro chaves requer uma tensão de barramento igual a  $2V_{sm}$ , de forma que a corrente de fase tenha amplitude igual à corrente de linha correspondente a  $\sqrt{2}I_{sm}$ . Além disto, haverá a circulação de uma corrente alternada através dos capacitores com uma amplitude igual a  $I_{sm}/\sqrt{2}$ . Neste caso, a amplitude da componente homopolar é não nula cujo valor é igual a  $\sqrt{2}I_{sm}$ ;
4. Uma máquina bifásica com o neutro conectado ao ponto central do banco de capacitores quando alimentada por um inversor com quatro chaves requer uma tensão de barramento igual a  $\sqrt{6}V_{sm}$ , de forma que a corrente de fase tenha amplitude igual a corrente de linha, correspondente a  $\sqrt{3/2}I_{sm}$ . Além disto, ocorre a circulação de uma corrente alternada através dos capacitores com uma amplitude igual a  $(\sqrt{3}/2)I_{sm}$ .

## 3.10 Resultados de Simulações

Os estudos por simulações foram realizados a partir de um programa em linguagem de programação *C*, no qual as equações diferenciais do modelo *dq* foram resolvidas utilizando-se o método de Runge-Kuta de 4ª ordem.

O objetivo foi tornar possível a comparação entre as diferentes formas de utilização do inversor, compondo um sistema com estrutura reduzida. Como resultado, foi realizada uma comparação entre os diferentes sistemas classificando as diferentes estratégias propostas para o controle do inversor.

Além do desempenho do sistema sob o ponto de vista do inversor, foram realizadas simulações que permitiram avaliar as estratégias de controle de corrente, para cada uma das configurações.

### 3.10.1 Análise das Estratégias de Modulação

Conforme proposto, as estratégias para o controle do inversor podem ser definidas a partir da variável de controle  $\mu$ . Sob o ponto de vista de aplicação dos vetores, as estratégias podem ser definidas como seguem:

1. Utilização de dois vetores ímpares e apenas um par, setores de  $\pi$  rad definidos em torno do vetor par que esteja mais próximo ao vetor de referência –  $\mu = 1$ .
2. Utilização de dois vetores pares e apenas um ímpar, setores de  $\pi$  rad definidos em torno do vetor ímpar que esteja mais próximo ao vetor de referência –  $\mu = 0$ .
3. Alternância entre as estratégias 1 e 2 (dois vetores pares e um ímpar ou dois vetores ímpares e um par) em setores de  $\frac{\pi}{2}$  rad definidos em torno do vetor de tensão mais próximo ao vetor de referência.
4. Utilização dos quatro vetores disponíveis,  $0 < \mu < 1$ .

Para o último caso, faz-se uma compensação no período do PWM de forma a ser 1.5 vezes maior que nos demais padrões, com a finalidade de manter a mesma frequência de chaveamento para todas as situações estudadas.

Considerando as quatro diferentes possibilidades para compor um sistema de acionamento com estrutura reduzida, são importantes as seguintes observações:

- Máquina Trifásica Convencional
  - A estratégia 1 implica na utilização de dois vetores pequenos e um grande;

- A estratégia 2 implica na utilização de dois vetores grandes e um pequeno.
  - A diferença entre a utilização da máquina configurada em Y ou em  $\Delta$  tem influência apenas no aproveitamento do barramento CC.
  - Para a máquina configurada em Y, a tensão de modo comum, pode ser utilizada como padrão para a escolha da estratégia a ser utilizada.
- Máquina com Dois Enrolamentos
    - A estratégia 1 implica na utilização de dois vetores grandes e um pequeno;
    - A estratégia 2 implica na utilização de dois vetores pequenos e um grande.
  - Máquina Bifásica
    - As estratégias são equivalentes, tendo em vista que os vetores espaciais das tensões possuem mesma amplitude.

Com o intuito de classificar as estratégias PWM, foram realizadas diversas simulações para cada uma das estratégias, variando o índice de modulação ( $m$ ). Para cada simulação, foi computado o valor da distorção harmônica total ponderada (*WTHD* - *Weighted Total Harmonic Distortion*) das componente de tensão dos eixos  $dq$ , utilizando-se a equação a seguir:

$$WT_{hdx}(p) = \left[ \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \right] \cdot 100\% \quad (3.97)$$

sendo que:

$x$  é o eixo para o qual está sendo realizado o cálculo ( $x = d$  ou  $x = q$ );

$a_1$  é a amplitude da componente fundamental do respectivo eixo;

$a_i$  é a amplitude da  $i$ -ésima componente harmônica e

$p$  é o número de harmônicos considerados no cálculo.

Em seguida, calcula-se o valor da distorção sobre o vetor de tensão resultante, como segue:

$$WTHD = \sqrt{WT_{hdd}^2(p) + WT_{hdq}^2(p)}. \quad (3.98)$$

A opção por utilizar este índice de modulação advém do fato que é possível realizar os cálculos em termos da tensão de saída (considerando o efeito da frequência de chaveamento) bem como da corrente da carga [81, 82].



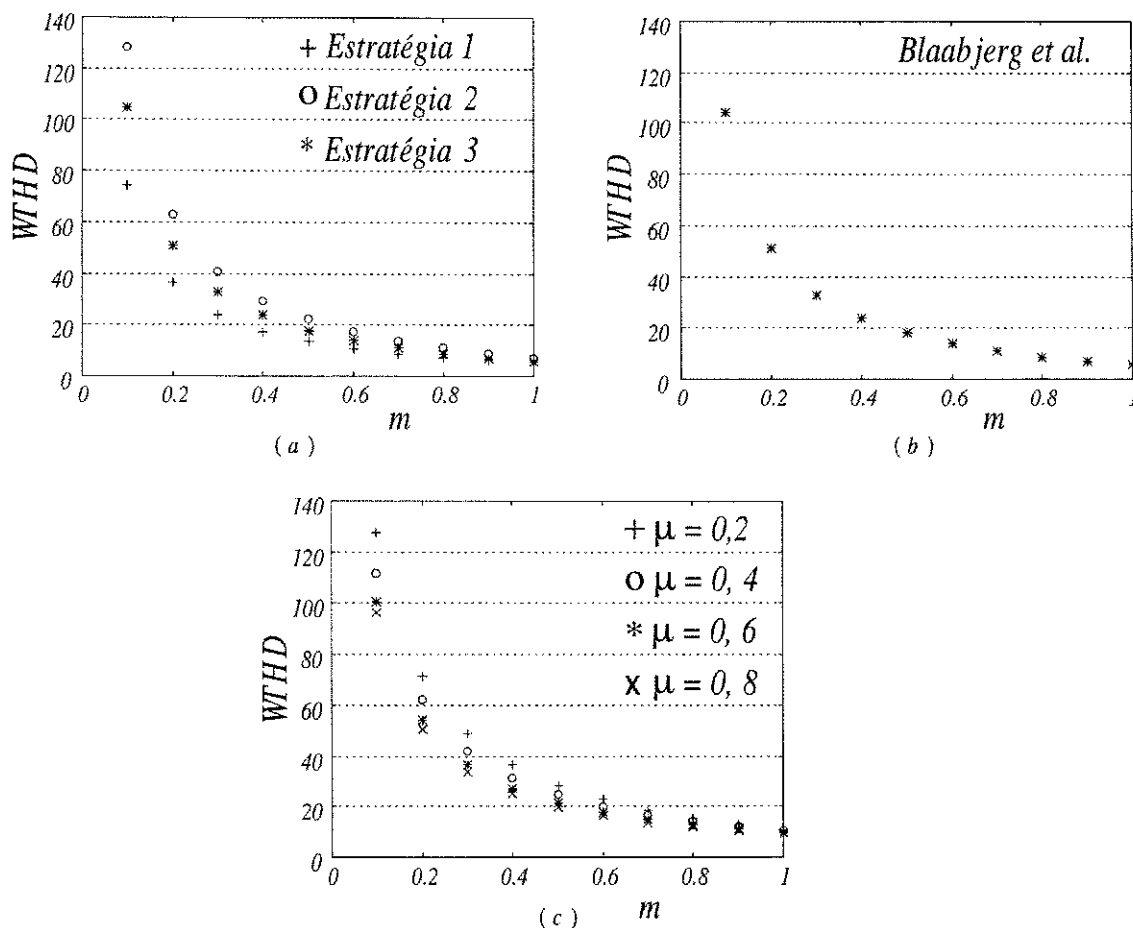


Figura 3.22: Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina trifásica configurada em estrela ou em delta.

Os resultados encontram-se apresentados nas figuras 3.22(a), 3.22(b) e 3.22(c) e permitem identificar, em função do índice de modulação  $m$ , o padrão PWM que utiliza dois vetores pequenos e um grande, como sendo o que provoca menores efeitos em termos de distorção harmônica para o sistema composto pela máquina trifásica.

Para a máquina com dois enrolamentos, a conclusão é semelhante quando enunciada em termo das amplitudes dos vetores que definem as estratégias, ou seja, quando se utiliza dois vetores pequenos e apenas um grande, o resultado é um valor menor de  $WTHD$ . Para esclarecer esta afirmativa, encontram-se na figura 3.23 o cálculo da  $WTHD$  para as estratégias 1, 2 e 3. Lembrando que a estratégia 4 pode ser vista como uma generalização das demais e que a máquina considerada nesta etapa possui uma componente de tensão homopolar nula,  $v_{s0} = 0$ .

Já para o caso da máquina bifásica, as estratégias 1, 2 e 3 não promovem quaisquer alterações que possam ser consideradas numa avaliação de desempenho do sistema. Desta forma, seria redundante mostrar os resultados para cada uma das estratégias.

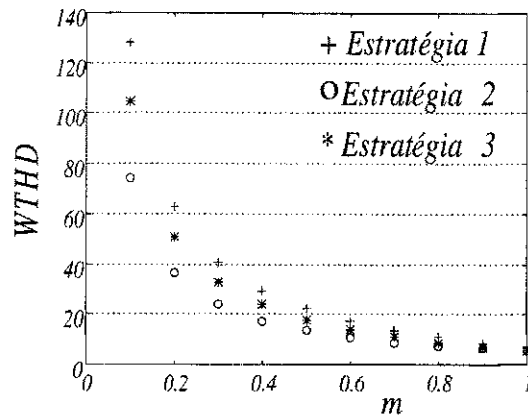


Figura 3.23: Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina com dois enrolamentos.

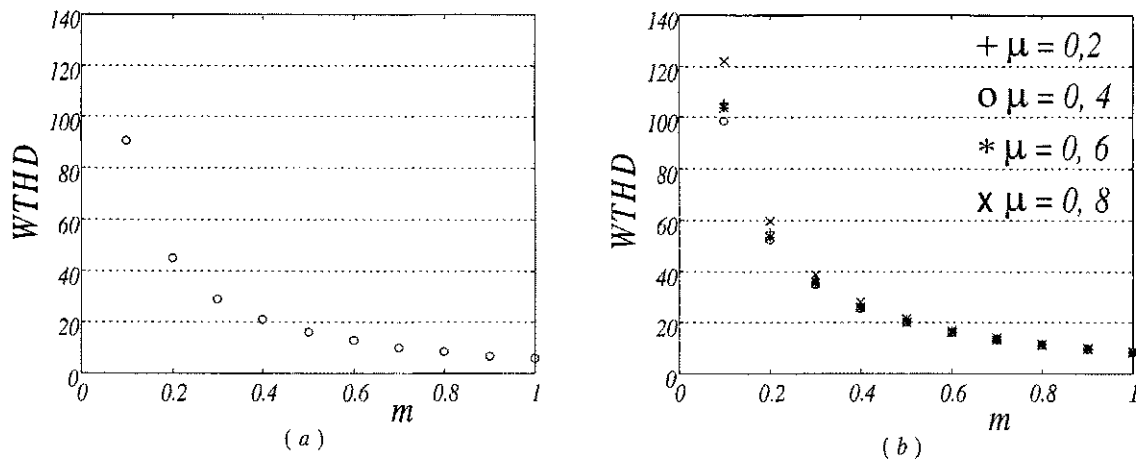


Figura 3.24: Análise harmônica das tensões para o sistema constituído por uma máquina bifásica.

Na figura 3.24(a), encontra-se o gráfico com os resultados dos cálculos da distorção harmônica para diferentes índices de modulação. Na figura 3.24(b), encontram-se os resultados referentes à estratégia 4. Tendo em vista a utilização dos quatro vetores por período de chaveamento, mais uma vez, o período PWM definido é 1.5 vezes maior que nas situações em que apenas três vetores são utilizados para que a frequência de chaveamento seja compatível com a utilizada para as estratégias 1, 2 e 3.

Após uma avaliação em separado para cada configuração, é possível exibir o melhor resultado de cada estratégia em um único gráfico. Para isto, foi acrescentado a este conjunto de resultados o cálculo da  $WTHD$  de um sistema com três braços que faz uso de uma estratégia escalar para acionar uma máquina trifásica, figura 3.25.

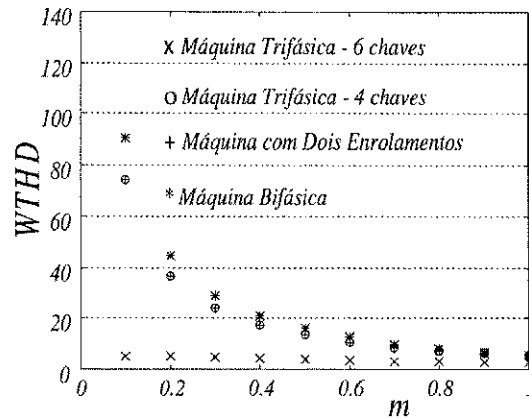


Figura 3.25: Análise harmônica das tensões segundo a melhor estratégia vetorial.

### 3.10.2 Tensão de Modo Comum

Para a máquina trifásica operando em Y é possível avaliar o efeito da estratégia de chaveamento sobre a tensão de modo comum. Assim, a tensão de modo comum, pode ser adotada como parâmetro para escolha da estratégia de chaveamento.

Na figura 3.26 pode-se observar a forma de onda desta tensão bem como a amplitude das componentes harmônicas desta tensão, normalizadas em função da componente fundamental.

Basicamente, observa-se que a utilização de dois vetores grandes e um pequeno ( $\mu = 0$ , figura 3.26(b)) é responsável por harmônicas com amplitude 50% maior que a componente fundamental. Os outros dois padrões,  $\mu = 0,5$  e  $\mu = 0 - 1$  apresentam-se como soluções intermediárias no que diz respeito tanto a WTHD como a tensão de modo comum.

Apesar dos resultados apresentados terem sido obtidos para  $m = 0,7$ , refletem o efeito da escolha do padrão de chaveamento quanto a tensão de modo comum para toda a faixa dos índices de modulação.

### 3.10.3 Análise do Controle de Corrente

Tendo em vista que os sistemas que utilizam uma máquina trifásica ou bifásica não possuem nenhum fator que venha dificultar o controle de corrente, são mostrados nas figuras 3.27(a) e 3.27(b) e nas figuras 3.27(c) e 3.27(d) as correntes da máquina sendo controladas pela ação de controladores *PI* síncronos que atuam diretamente sobre as grandezas estatóricas. Nestes casos, por tratar-se de máquinas equilibradas, é suficiente a utilização do controlador de sequência positiva.

Entretanto, no caso em que a máquina encontra-se em desequilíbrio, como a máquina

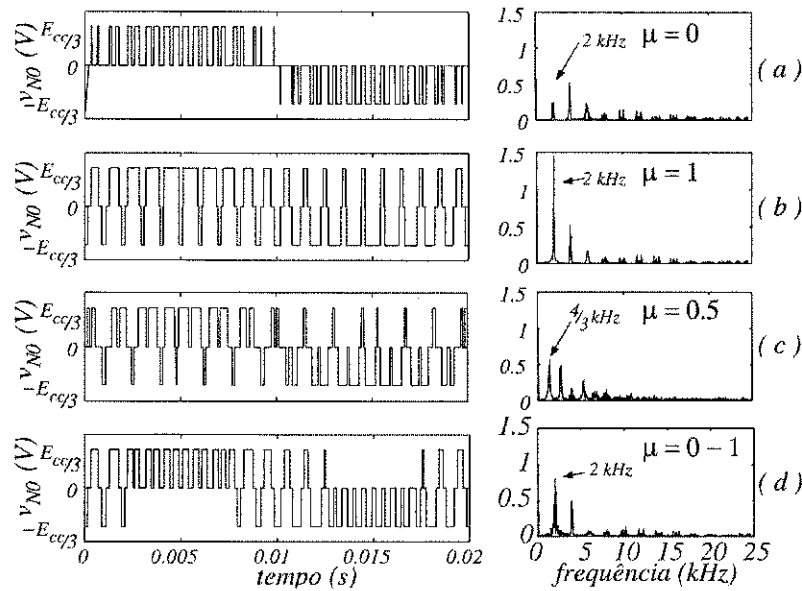


Figura 3.26: Formas de onda e componentes hamônicos normalizados em função da componente fundamental para diferentes estratégias PWM.

com dois enrolamentos, não se pode afirmar o mesmo. As conclusões podem ser obtidas através das curvas apresentadas nas figuras 3.28(a) e 3.28(b) e nas figuras 3.28(c) e 3.28(d). No primeiro caso, figuras 3.28(a) e 3.28(b), utiliza-se um controlador síncrono que atua unicamente sobre as componentes de sequência positiva. Já os resultados das figuras 3.28(c) e 3.28(d) são decorrentes da atuação do controlador de sequência negativa, em paralelo com o de sequência positiva. Como pode-se verificar, a presença do controlador de sequência negativa faz com que o erro vá para zero, ao contrário do outro.

Em todos os casos, foi considerado, na simulação, uma fonte de tensão ideal, com o objetivo de enfatizar o erro pertinente com a ausência do controlador de sequência negativa, no caso da máquina com dois enrolamentos. É importante deixar claro que a não apresentação dos resultados, utilizando o inversor, juntamente com as estratégias PWM, foi tomada com o objetivo de enfatizar o efeito da componente de sequência negativa.

### 3.11 Resultados Experimentais

O sistema de acionamento utilizado na etapa experimental é composto por um conversor estático de potência, uma máquina de indução e um microcomputador (Pc-Pentium - 266MHz). A geração dos sinais de comandos para o inversor, a aquisição de dados

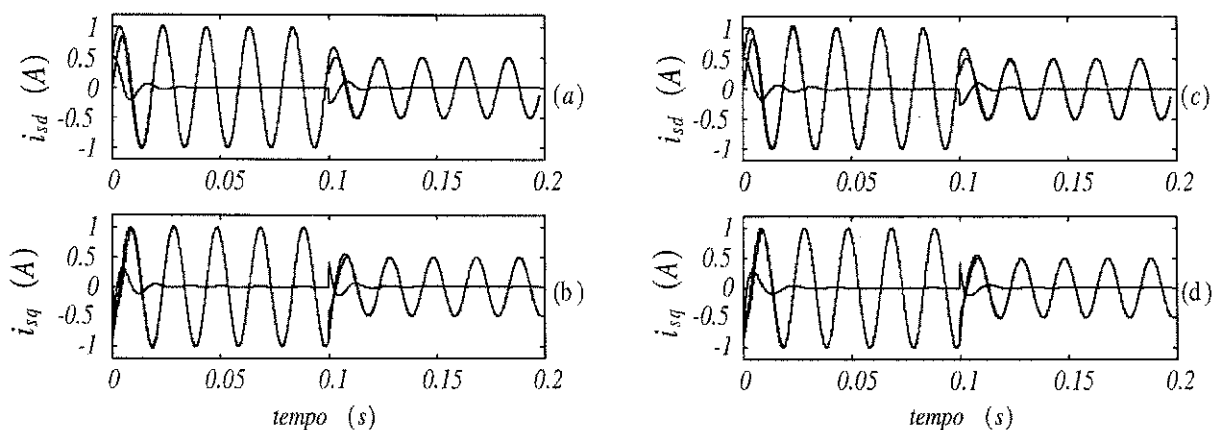


Figura 3.27: Corrente de referência, corrente real e erro para os eixos  $d$  e  $q$  decorrentes da realização do controle de corrente nas máquinas trifásica (a) e (b) e bifásica (c) e (d).

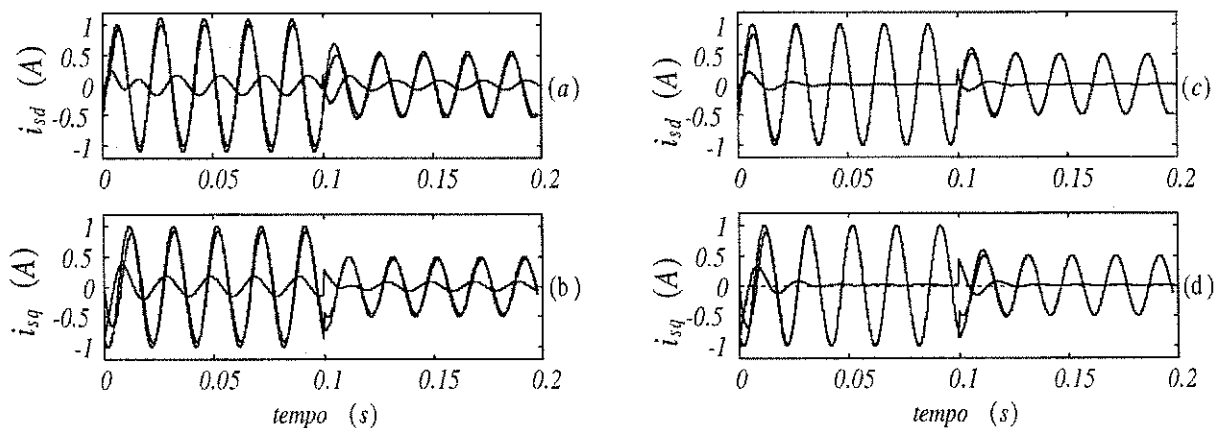


Figura 3.28: Corrente de referência, corrente real e erro para os eixos  $d$  e  $q$  decorrentes da realização do controle de corrente na máquina com dois enrolamentos: controlador de sequência positiva (a) e (b) e controlador de sequência negativa em paralelo (c) e (d).

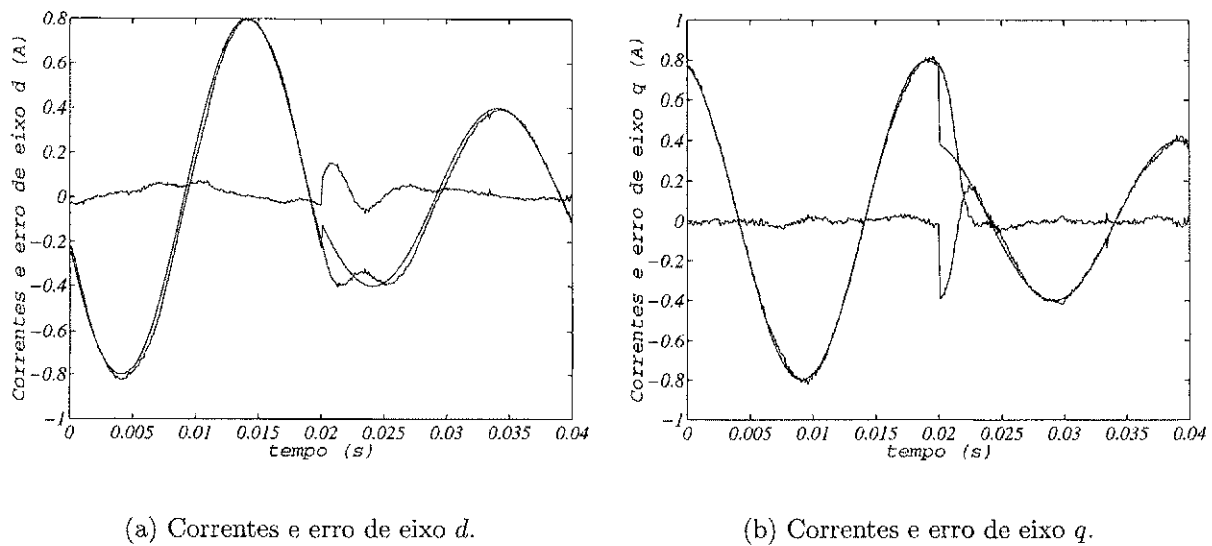


Figura 3.29: Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina Trifásica - sem controlador de sequência negativa.

e a lei de controle são implementadas utilizando-se, adicionada ao microcomputador, uma placa dedicada para estas funções e os sensores que realizam a leitura das correntes. Na placa, encontram-se três conversores analógico-digital de 12 bits (AD1674), dotados de um filtro “antialiasing” e um segurador de ordem zero, além dos circuitos dos temporizadores programáveis para o controle do inversor.

Os resultados exibidos tem por objetivo mostrar a realização do controle das correntes para cada composição de um sistema de baixo custo. Nos experimentos, foi considerado que a corrente a ser controlada era dada por:

$$i_{sd}^{s*} = 0,8 \cos 2\pi 50t$$

$$i_{sq}^{s*} = 0,8 \sin 2\pi 50t$$

e que no instante  $t = 0.02s$  ocorre uma mudança no valor de amplitude passando a ser:

$$i_{sd}^{s*} = 0,4 \cos 2\pi 50t$$

$$i_{sq}^{s*} = 0,4 \sin 2\pi 50t.$$

Nas figuras 3.29, 3.30, 3.31 e 3.32, são apresentadas as correntes de referências dos eixos  $d$  e  $q$ , juntamente com as respectivas correntes medidas e os erros entre estas. Para as configurações que utilizam uma máquina trifásica, figuras 3.29(a) e (b), ou uma máquina bifásica, figuras 3.30(a) e (b), os resultados foram obtidos, utilizando-se o controlador de sequência positiva, uma vez que não se observou melhoria com a adição do controlador de sequência negativa. Já para a máquina com dois enrolamentos,

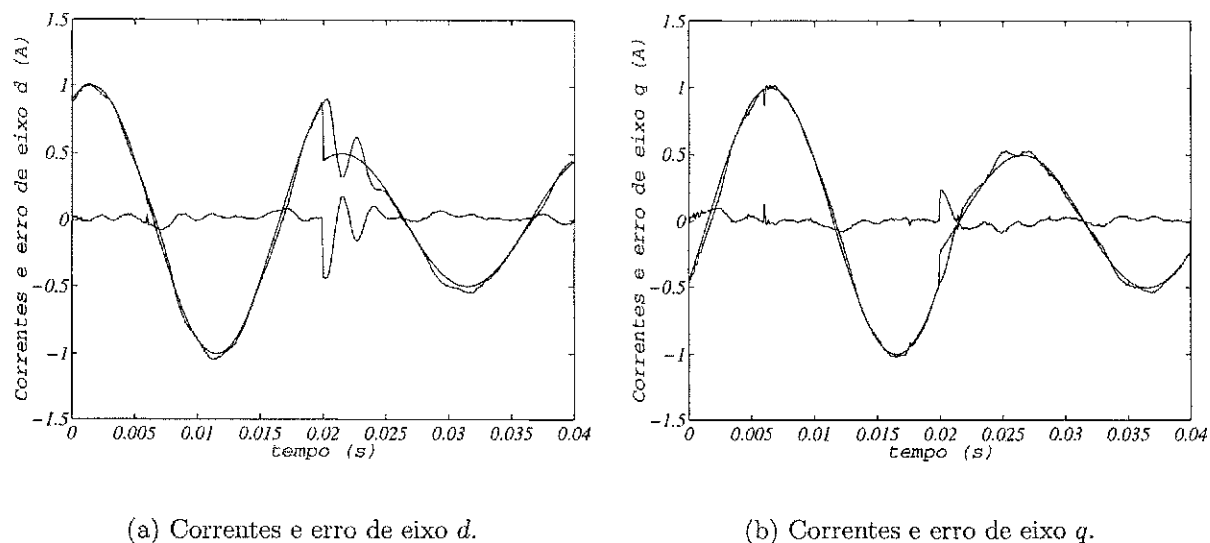
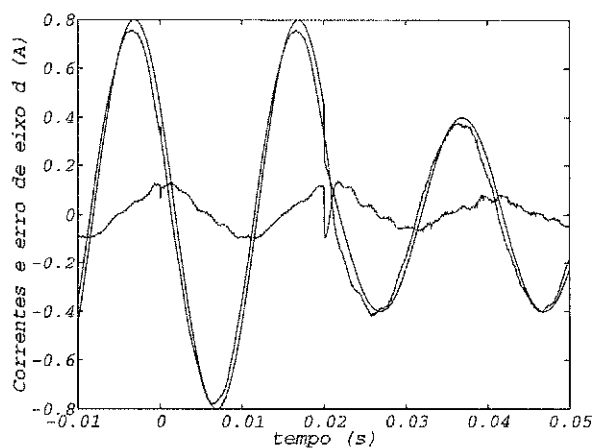


Figura 3.30: Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina Bifásica - sem controlador de sequência negativa.

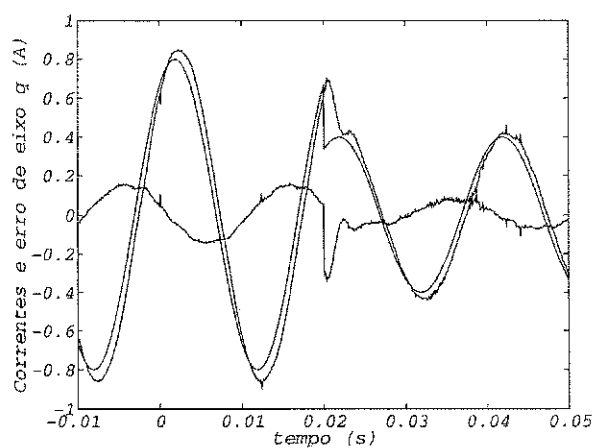
a presença do controlador de sequência negativa foi fundamental para se obter um correto controle da corrente. Por este motivo, na figuras 3.31(a) e (b), encontram-se os resultados quando é utilizado apenas um controlador, os quais devem ser comparados com os das figuras 3.32(a) e (b), em que o controlador de sequência negativa se faz presente, em paralelo com o de sequência positiva.

Ainda como forma de validar o programa de simulação utilizado para avaliar as estratégias de modulação, foi implementada em laboratório a estratégia que utiliza dois vetores pequenos e um grande ( $\mu = 1$ ) para máquina trifásica, configurada em Y. Observe que os índices de WTHD obtidos apresentam valores bem menores que os obtidos e apresentados na seção resultados de simulações. Isto deve-se ao fato de que o sistema experimental não prevê o PWM com pulso centrado, utilizado nos resultados anteriores. Como forma de comparar este resultado experimental, foi realizada uma nova simulação, com o mesmo programa e impondo condições semelhantes as experimentais. Estes resultados são apresentados na figura 3.33 e mostram que o modelo de simulação é capaz de fornecer resultados confiáveis.

Na avaliação experimental sobre a tensão de modo comum, mais uma vez foi possível constatar a validade do modelo de simulação utilizado neste trabalho. Na figura 3.34 encontram-se plotados os valores das amplitudes das componentes harmônicas no caso em que utiliza-se  $\mu = 1$  com  $m = 0,7$ .

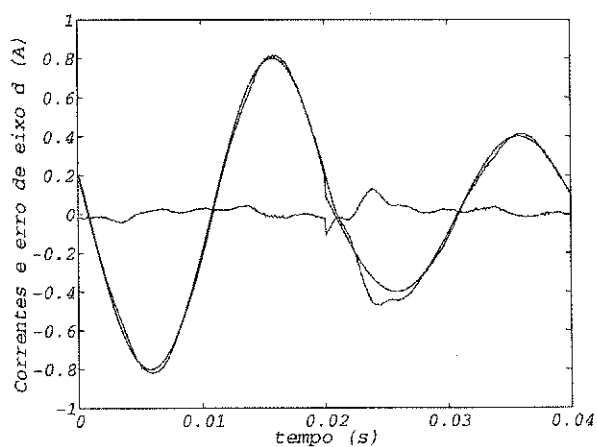


(a) Correntes e erro de eixo  $d$ .

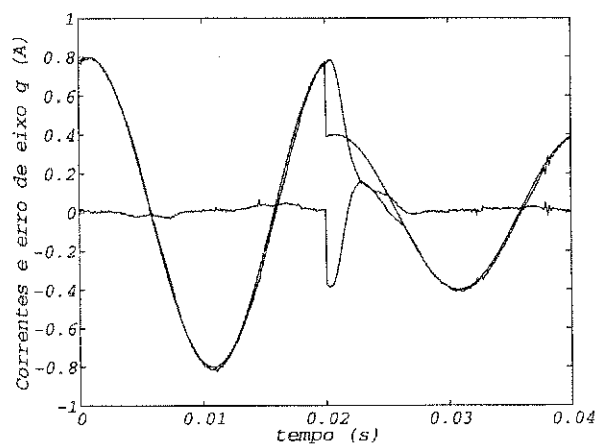


(b) Correntes e erro de eixo  $q$ .

Figura 3.31: Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina com dois Enrolamentos - sem controlador de sequência negativa.



(a) Correntes e erro de eixo  $d$ .



(b) Correntes e erro de eixo  $q$ .

Figura 3.32: Controle de corrente com degrau na amplitude da referência - Máquina com dois Enrolamentos - com controlador de sequência negativa.



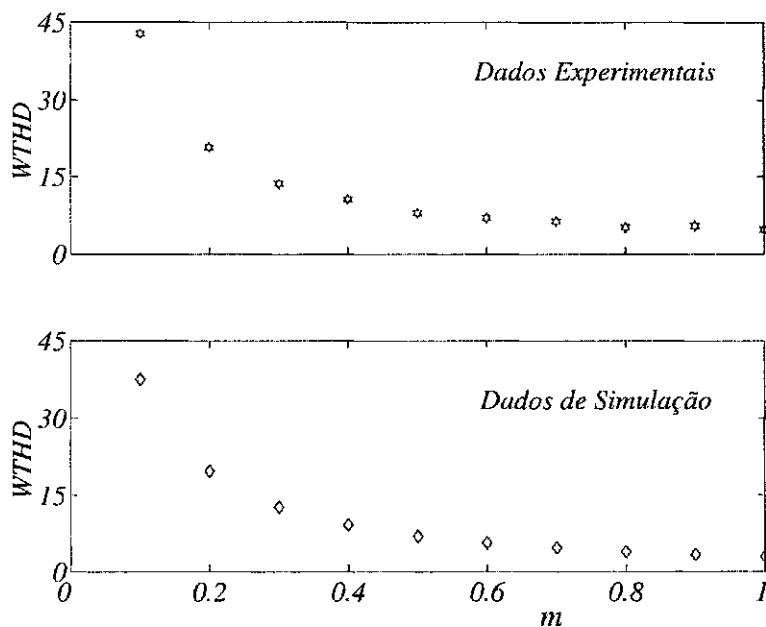


Figura 3.33: Comparação dos resultados da WTHD obtidos experimentalmente e por simulação para o caso em que  $\mu = 1$ .

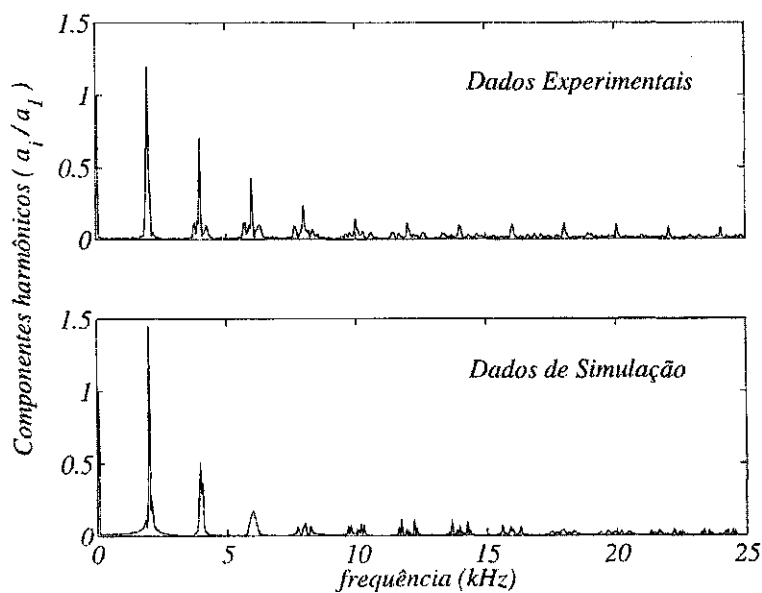


Figura 3.34: Componentes harmônicos da tensão de modo comum, experimental e de simulação obtidos para  $\mu = 1$ ,  $m = 0,7$ .

### 3.12 Conclusões

Neste capítulo, realizou-se a análise do funcionamento de três possíveis configurações destinadas à composição de um sistema de acionamento com estrutura reduzida, com a finalidade de viabilizar a prática de estratégias de acionamento de alto desempenho para as estruturas reduzidas. Para viabilizar uma comparação direta entre os sistemas propostos, será considerado que os tipos de máquinas envolvidas são equivalentes, no sentido de que a representação  $dq$  de qualquer uma delas revela tensões e correntes de mesma amplitude e com um mesmo fator de potência.

Desta forma, foi elaborado um quadro comparativo dos diferentes sistemas que utiliza valores relativos a um sistema com seis chaves alimentando uma máquina trifásica. O resultado encontra-se resumido na tabela (3.10), com base nos valores da tensão do barramento CC ( $E_{cc}$ ), a amplitude da componente fundamental da tensão de fase ( $V_{sm}$ ), a amplitude das corrente de fase ( $I_{sm}$ ) e de linha ( $I_L$ ) e a amplitude da corrente alternada que circula pelos capacitores do inversor ( $I_{ac}$ ). Os valores de  $E_{cc}$ ,  $V_{sm}$ ,  $I_{sm}$  e  $I_L$  são normalizados em relação aos valores que estas grandezas devem ter em um sistema composto por um inversor com seis chaves, alimentando uma máquina de indução trifásica, configurada em estrela.

Como a corrente nos capacitores não existe neste tipo de sistema, então  $I_{ac}$  é normalizada em relação à amplitude da corrente de fase deste mesmo sistema. Ainda para realização deste comparativo, vale lembrar que, no caso da máquina com dois enrolamentos, considerou-se o caso ideal onde  $v_{so} = 0$ . Desta forma, é possível afirmar que para um sistema de mesma potência, a composição do sistema reduzido com uma máquina de dois enrolamentos ou uma máquina trifásica configurada em delta, exige um menor nível de tensão no barramento. Por outro lado, é o sistema que aciona uma máquina trifásica que apresenta os menores níveis de corrente. A máquina bifásica é qualificada em um nível intermediário nesta análise.

Tabela 3.10: Comparação dos esquemas

	Máq. Trifásica Y	Máq. Trifásica $\Delta$	Máq. c/ dois Enr.	Máq. Bifásica
$E_{cc}$	2	$2/\sqrt{3}$	$2/\sqrt{3}$	$\sqrt{2}$
$V_{sm}$	1	1	1	$\sqrt{3}/2$
$I_{sm}$	1	1	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$
$I_L$	1	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}$	$\sqrt{3}/2$
$I_{ac}$	1/2	$\sqrt{3}/2$	3/2	$\sqrt{3}$

Analisando os resultados em função da distorção harmônica, apresentada pelos sis-

temas quando operando, segundo a estratégia que apresenta menor distorção, observa-se que tanto a máquina trifásica, quanto a máquina com dois enrolamentos possuem desempenho semelhantes. Mas somente quando a impedância homopolar é nula. Um outro aspecto importante diz respeito à implementação escalar do PWM, associada à alimentação da máquina trifásica. Observa-se um padrão semelhante ao apresentado, quando se utiliza dois vetores pequenos e um grande, definidos pela estratégia vetorial. No caso da utilização de uma máquina com dois enrolamentos, a implementação escalar do PWM revela um padrão de chaveamento que corresponde à utilização de dois vetores grandes e um pequeno. Para a máquina bifásica, verificam-se altos índices de distorção harmônica em índices de modulação baixos (menores que 0,5).

No caso particular da máquina trifásica configurada em Y as estratégias de modulação influenciam na tensão de modo comum. Assim, além da WTHD, pode-se optar pela tensão de modo comum para definir a estratégia de modulação a ser utilizada pelo sistema.

Em relação ao controle de corrente, foi possível mostrar que é possível realizá-lo com êxito, independente de qual configuração seja adotada. Todavia, pode-se considerar que, no caso da máquina com dois enrolamentos, existe um grau de complexidade a mais, devido à necessidade de compensação da componente de tensão homopolar que surge em consequência do desequilíbrio que a máquina possui. Este desequilíbrio, por sua vez, implica em uma limitação de uso do barramento CC, tendo em vista que as tensões aplicadas pelo inversor servirão, também, para compensar a componente homopolar.

Além destas observações, é importante estabelecer que qualquer um dos sistemas, mesmo o que opera com a máquina com uma fase em aberto, permite implementação de estratégias de alto desempenho para o controle da máquina. Este aspecto foi determinante para o estudo de como realizar o acionamento de alto desempenho, utilizando um motor monofásico, tema tratado no capítulo que segue.

# Capítulo 4

## Aplicações à Máquina Monofásica

### 4.1 Introdução

As máquinas monofásicas são bastante empregadas em sistemas de baixa potência, seja devido à ausência de um sistema trifásico ou por questões de custo. Independente do motivo, o uso deste tipo de máquina é bastante difundido. Entre as diversas aplicações que os motores monofásicos podem ter, as mais comuns são: compressores de ar, bomba de água, lavadoras de roupas, ventiladores, aspiradores de pó, geladeiras, condicionadores de ar e sistemas de aquecimento.

O princípio de funcionamento de um motor monofásico, é semelhante ao de um motor trifásico. Via de regra os motores monofásicos não tem partida própria, pois o campo magnético resultante no entreferro é pulsado. Este tipo de máquina, normalmente, requer o uso de um enrolamento auxiliar ou um outro tipo de dispositivo equivalente para que possa criar um campo girante para iniciar o movimento. Desta forma, os motores monofásicos dotados de um enrolamento auxiliar podem se analisados como sendo motores bifásicos.

Independentemente dos aspectos construtivos, é certo afirmar que os motores monofásicos operam sob condições precárias, isto é, possuem baixo rendimento e fator de potência, realizando de forma ineficiente o processo de conversão eletromecânica. Em oposição a este quadro, não muito raras são as exigências do uso racional da energia nos mais diversos processos [83].

Levando-se em consideração o fato de os motores de indução monofásicos excederem em muito o número total de motores de potência fracionária de todos os outros tipos, e ainda, as exigências da utilização racional da energia elétrica, é possível justificar o interesse de diversos autores em investigar formas otimizadas de funcionamento para esses motores [37], [36], [40], [41] e [42].

Alguns estudos, [37] e [36], objetivam a melhoria no desempenho da máquina quando alimentada em sua forma convencional, ou seja, por meio de uma fonte monofásica. Outros estudos [40], [41] e [42] visam sistemas de acionamento, nos quais são incluídos conversores estáticos e as abordagens tratam de algumas estratégias que possibilitam o controle de velocidade da máquina.

Atualmente, a possibilidade de implementar conversores estáticos de baixo custo, somado à necessidade do uso racional da energia e de melhoria na qualidade do conjugado eletromagnético transferido à carga têm tornado atrativo, o desenvolvimento de sistemas de acionamento de alto desempenho para motores de indução monofásicos [35], [39], [33] e [84]

Em [35] e [39], os métodos empregados para o controle de velocidade e conjugado eletromagnético não discutem a minimização da amplitude do termo pulsado do conjugado eletromagnético. Neste caso, o controle baseia-se em variações da amplitude das tensões de alimentação, na qual a razão  $V/f$  é mantida constante, ou ainda, em variações do ângulo de fase entre as tensões aplicadas nos enrolamentos.

Em [33], são realizadas diversas considerações que objetivam uma melhoria na qualidade do conjugado transferido à carga. Entretanto, não é realizado nenhum desenvolvimento que leve ao equacionamento de uma estratégia de controle para o acionamento de alto desempenho para uma máquina monofásica.

Entre os trabalhos que apresentam, de alguma forma, técnicas de controle para máquinas monofásicas, podem ser citados [43] e [44]. Contudo, nenhum destes apresenta resultados que possam ser considerados satisfatórios quando comparados às modernas estratégias de controle, disponíveis para as máquinas de indução trifásicas [61] e [85].

Todavia, estudos mais recentes mostraram que é possível adaptar algumas estratégias vetoriais de alto desempenho, desenvolvidas e tradicionalmente aplicadas às máquinas trifásicas, para máquinas monofásicas que possuem enrolamento auxiliar [47] e [48].

No presente trabalho, considera-se duas configurações para realizar o acionamento do motor monofásico. Na primeira, utiliza-se um inversor com quatro chaves, realizando a conexão do neutro da máquina ao ponto central do banco de capacitores, figura 4.1a. O conversor foi proposto por Enjeti e Rahman em [86] e utilizado por Rahman *et alii*. [43] em um sistema de acionamento para motores monofásicos. Na segunda configuração, utiliza-se um inversor com seis chaves, de forma que o neutro da máquina é conectado a um dos braços do inversor [87], figura 4.1b. Além de realizar um estudo detalhado sobre o acionamento do motor monofásico, utilizando inversores

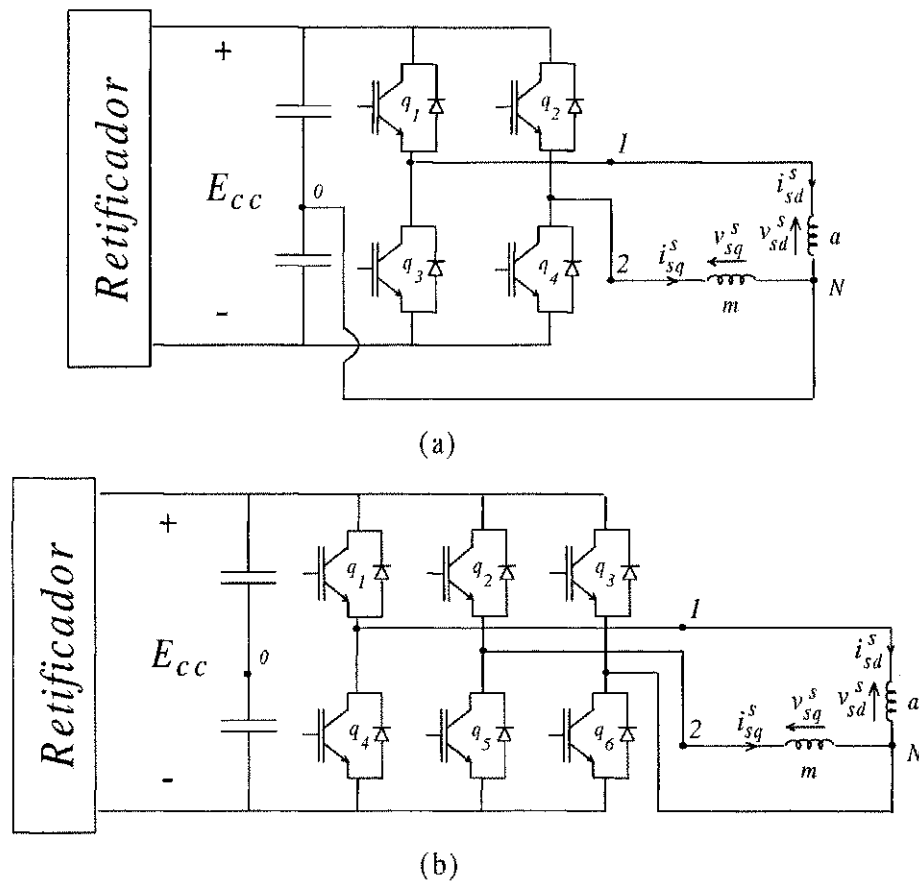


Figura 4.1: Sistema de acionamento para uma máquina monofásica.

de frequência, este trabalho desenvolve aspectos muito mais amplos, determinando a aplicação de estratégias de alto desempenho às máquinas bifásicas assimétricas (motores monofásicos).

## 4.2 Modelo da Máquina Monofásica

Apesar da construção dos motores monofásicos ser relativamente simples, estes são mais complexos de analisar do que os motores trifásicos. Na literatura, encontram-se dois métodos analíticos para o estudo da máquina monofásica: a teoria dos campos girantes [88], [27], [24], [89] e a teoria dos campos cruzados [90], [27], [91]. Os conceitos lançados por estas abordagens são equivalentes e podem ser utilizados conforme conveniência da análise.

### 4.2.1 Teoria dos Campos Girantes

De acordo com a teoria dos campos girantes, o circuito equivalente para um motor monofásico que possui uma impedância estatórica dada por  $R_{1m} + jX_{1m}$ , tendo seu

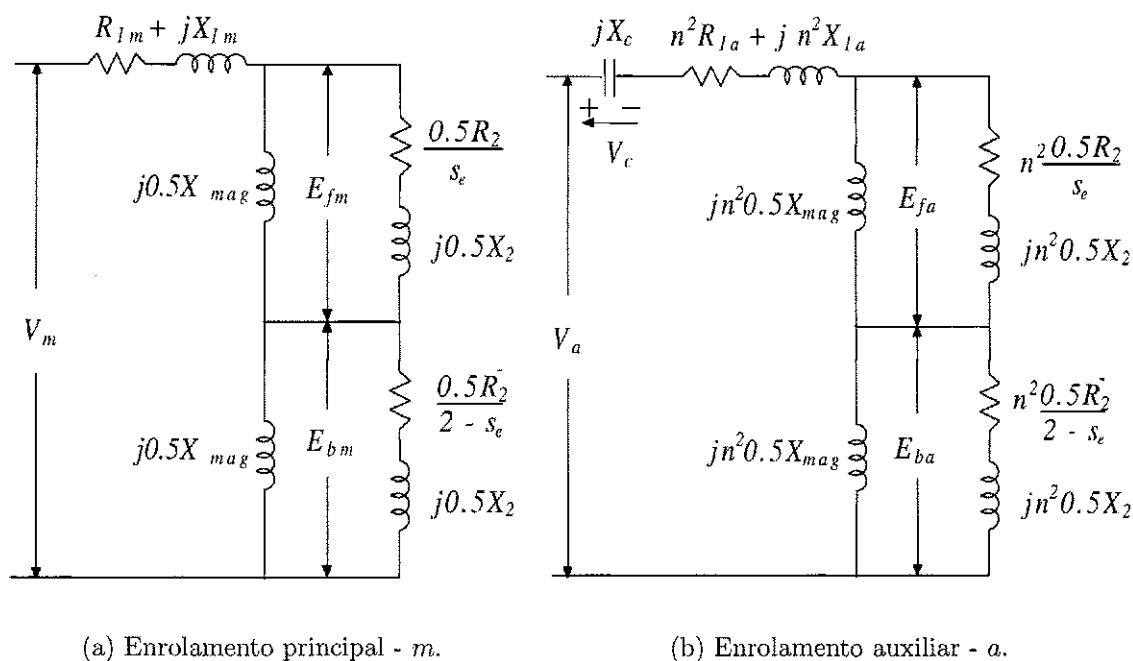


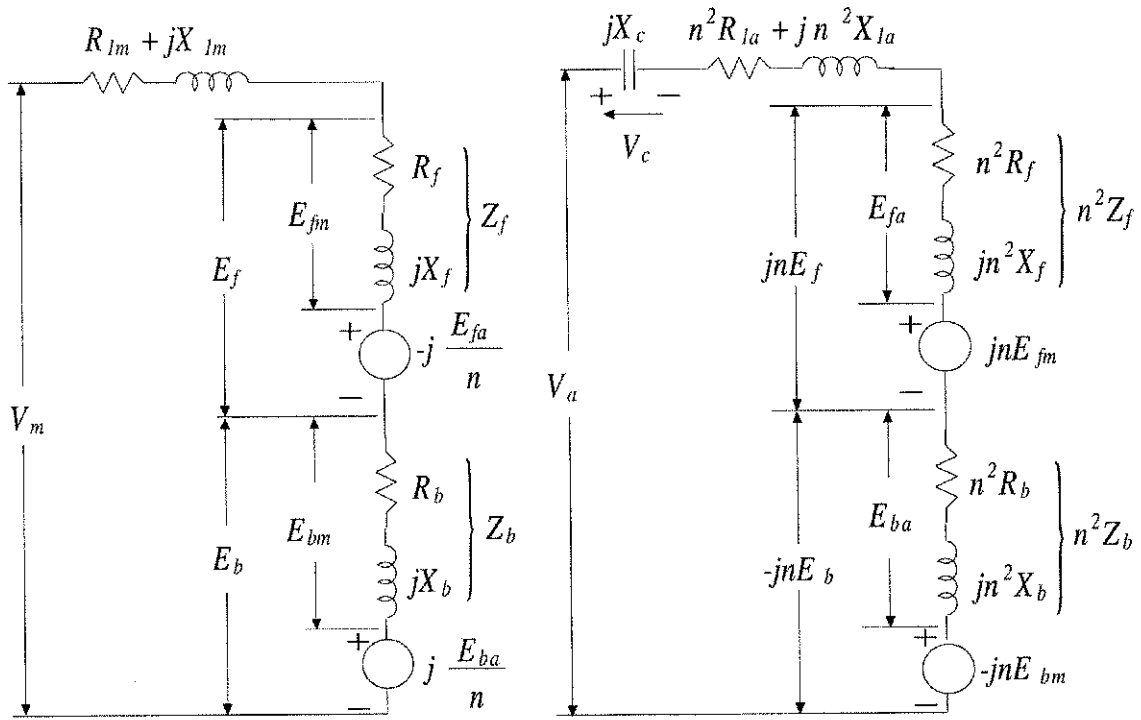
Figura 4.2: Circuitos equivalentes para uma máquina monofásica, considerando os enrolamentos principal e auxiliar, individualmente.

enrolamento denominado de  $m$ , é dado conforme a figura 4.2a. Se ao invés da fase  $m$  existir uma fase  $a$  deslocada de  $90^\circ$  elétricos da posição da fase  $m$  e ainda, possuindo  $n$  vezes o número de espiras da fase  $m$ , o circuito equivalente do motor monofásico para a fase  $a$  é dado segundo a figura 4.2b.

Neste circuito, a impedância estatórica será  $n^2R_{l_a} + jn^2X_{l_a}$  e o termo  $jX_c$  é uma impedância externa conectada em série com o enrolamento.

Os demais elementos e grandezas dos circuitos ilustrados na figura 4.2 são:

- $X_{mag}$  : Reatância de magnetização
- $R_2$  : Resistência do rotor referida ao estator
- $X_2$  : Reatância de dispersão do rotor referida ao estator
- $E_{fm}$  : Tensão induzida no enrolamento principal do estator devido à componente direta do fluxo
- $E_{bm}$  : Tensão induzida no enrolamento principal do estator devido à componente reversa do fluxo
- $E_{fa}$  : Tensão induzida no enrolamento auxiliar do estator devido à componente direta do fluxo
- $E_{ba}$  : Tensão induzida no enrolamento auxiliar do estator devido à componente reversa do fluxo
- $s_e$  : Escorregamento



(a) Enrolamento principal - *m*.

(b) Enrolamento auxiliar - *a*.

Figura 4.3: Circuito equivalente para uma máquina monofásica com capacitor permanente.



Na situação em que ambos os enrolamentos existem no motor e são excitados simultaneamente por uma única fonte e ainda seus fluxos se sobrepõem sem distorção, os circuitos equivalentes para cada uma das fases serão os mesmos, adicionando as tensões induzidas devido aos fluxos da outra fase. Os circuitos resultantes encontram-se ilustrados nas figuras 4.3a e 4.3b. onde:

$$\begin{aligned} Z_f &= R_f + jX_f = 0,5(R_2/s_e + jX_2) // j0,5X_{mag} \\ &= \frac{j0,5X_{mag}(j0,5X_2 + 0,5R_2/s_e)}{0,5R_2/s_e + j0,5(X_2 + X_{mag})} \end{aligned} \quad (4.1)$$

e

$$\begin{aligned} Z_b &= R_b + jX_b = 0,5(R_2/(2 - s_e) + jX_2) // j0,5X_{mag} \\ &= \frac{j0,5X_{mag}(j0,5X_2 + 0,5R_2/(2 - s_e))}{0,5R_2/(2 - s_e) + j0,5(X_2 + X_{mag})}. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Os termos das tensões internas, em quadratura, são consequência da interação das componentes de fluxo de sentido direto e reverso dos dois enrolamentos.

O circuito equivalente pode ser utilizado para determinação das correntes estatóricas, do fator de potência e do torque eletromagnético desenvolvido, considerando diferentes valores de escorregamento. Para isto, basta realizar a análise do circuito.

O torque desenvolvido pode ser calculado segundo o procedimento realizado para uma máquina polifásica, isto é:

$$T_e = \text{Potência de entreferro} / \omega_s$$

onde  $\omega_s$  é a velocidade síncrona em  $rad/s$ .

Uma vez que a máquina monofásica possui componentes de fluxo no sentido da rotação e no sentido inverso, o torque líquido será obtido, subtraindo o torque reverso do torque direto. Ou seja, para máquina monofásica tem-se:

$$T_e = \frac{P_{gf} - P_{gb}}{\omega_s} \quad (4.3)$$

onde  $P_{gf}$  é a potência de entreferro devido à componente direta do fluxo e  $P_{gb}$ , devido à componente inversa.

De acordo com o circuito da figura 4.3, os termos de potência podem ser calculados da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P_{gf} &= \text{Re}(E_f I_m^{**} + jnE_f I_a^{**}) \\ P_{gb} &= \text{Im}(E_b I_m^{**} - jnE_b I_a^{**}). \end{aligned}$$

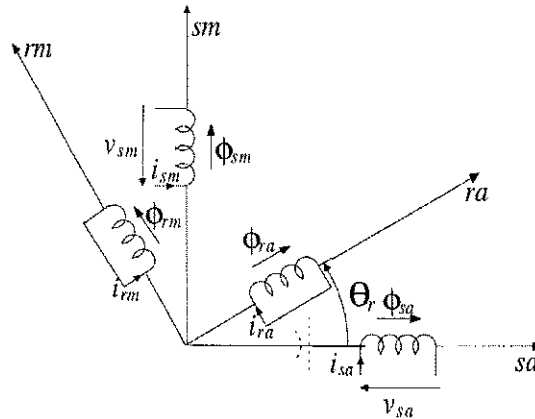


Figura 4.4: Modelo da máquina monofásica.

O expoente \*\* significa que se trata do conjugado do fasor que representa a grandeza. Desenvolvendo estas expressões, tem-se que o torque fornecido pela máquina é dado por:

$$T_e = \frac{1}{\omega_s} [(|I_m|^2 + |nI_a|^2)(R_f - R_b) + 2n |I_m| |I_a| (R_f + R_b) \text{sen}(\varphi_a - \varphi_m)] \quad (4.4)$$

Na expressão (4.4),  $\varphi_a - \varphi_m$  indica a defasagem entre as correntes dos enrolamentos auxiliar e principal. A equação é válida para todas as condições de operação da máquina. Para o torque de partida, por exemplo, tem-se:

$$T_e = \frac{2n |I_m| |I_a| (R_f + R_b) \text{sen}(\varphi_a - \varphi_m)}{\omega_s}$$

uma vez que  $R_f = R_b$ , quando o escorregamento é unitário.

Assim como a teoria do duplo campo girante, a teoria dos campos cruzados também permite obter expressões para a análise da máquina monofásica.

### 4.2.2 Teoria dos Campos Cruzados

Aplicar a teoria dos campos cruzados para analisar um motor monofásico consiste em utilizar a teoria geral de máquinas elétricas. Desta forma, uma máquina monofásica, cujos enrolamentos estão dispostos a  $90^\circ$  elétricos, pode ser representada conforme ilustra a figura 4.4. Os eixos  $sm$  e  $sa$  suportam os enrolamentos estáticos, principal e auxiliar, respectivamente. O par de eixo  $rm$  e  $ra$  abrigam os “enrolamentos concentrados”, principal e auxiliar do rotor. Para este modelo, foram consideradas as seguintes hipóteses:

1. Correntes “positivas” geram fluxos positivos no sentido do eixo;

2. Entreferro constante: comprimento do circuito magnético, servindo para o cálculo da indutância, é independente do ângulo  $\theta_m$ , ou seja, máquina a pólos lisos;
3. Máquina não saturada, podendo-se escrever para o fluxo total e conjugado:

$$\phi_t = \Sigma \phi_i \text{ (fluxo total igual a soma dos fluxos parciais) e}$$

$$T_e = dW/d\theta_m.$$

Com base neste modelo, é possível escrever as seguintes equações para a máquina monofásica:

- Equações dos fluxos

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{sa} & 0 \\ 0 & l_{sm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sra} \cos \theta_r & -m_{sra} \sin \theta_r \\ m_{srm} \sin \theta_r & m_{srm} \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rm} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & 0 \\ 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sra} \cos \theta_r & m_{srm} \sin \theta_r \\ -m_{sra} \sin \theta_r & m_{srm} \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sm} \end{bmatrix}$$

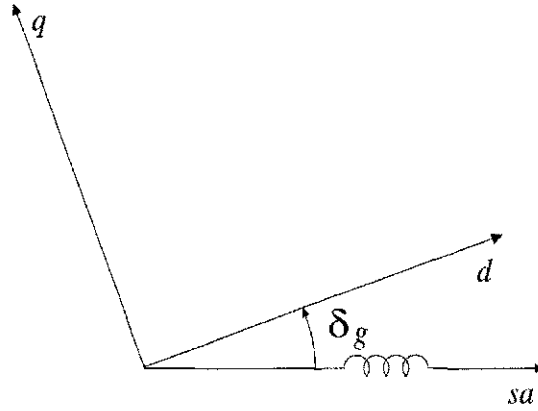
- Equações das tensões

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{sa} & 0 \\ 0 & r_{sm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sm} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sm} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rm} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rm} \end{bmatrix}$$

Para o modelo apresentado, tem-se a seguinte denominação dos parâmetros:

- $r_{sm}$  : resistência do enrolamento estatórico da fase  $m$
- $r_{sa}$  : resistência do enrolamento estatórico da fase  $a$
- $r_r$  : resistência do enrolamento rotórico
- $l_{sm}$  : indutância própria do enrolamento estatórico da fase  $m$
- $l_{sa}$  : indutância própria do enrolamento estatórico da fase  $a$
- $l_r$  : indutância própria do enrolamento rotórico
- $m_{srm}$  : indutância mútua entre as bobinas do rotor e do estator na fase  $m$
- $m_{sra}$  : indutância mútua entre as bobinas do rotor e do estator na fase  $a$
- $N_{sm}$  :  $n^2$  de espiras do enrolamento estatórico da fase  $m$
- $N_a$  :  $n^2$  de espiras do enrolamento estatórico da fase  $a$
- $N_2$  :  $n^2$  de espiras do enrolamento rotórico


 Figura 4.5: Referencial  $dq$  genérico.

Como pode-se observar, a dependência com relação a  $\theta_r$  nas equações dos fluxos, torna a análise da máquina um pouco mais complexa. Para contornar esta dificuldade, utiliza-se uma transformação  $dq$ , admitindo inicialmente que o eixo  $d$  encontra-se deslocado de um ângulo  $\delta_g$  em relação ao eixo  $sa$ , figura 4.5.

A relação entre as variáveis transformadas e as originais são dadas por:

$$\begin{bmatrix} y_{sa} \\ y_{sm} \end{bmatrix} = P_s \begin{bmatrix} y_{sd}^s \\ y_{sq}^s \end{bmatrix} \quad e \quad \begin{bmatrix} y_{ra} \\ y_{rm} \end{bmatrix} = P_r \begin{bmatrix} y_{rd}^s \\ y_{rq}^s \end{bmatrix}$$

onde  $y_{si}$  pode ser tensões ou correntes, e

$$P_s = \begin{bmatrix} \cos \delta_g & -\sin \delta_g \\ \sin \delta_g & \cos \delta_g \end{bmatrix} \quad e \quad P_r = \begin{bmatrix} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\sin(\delta_g - \theta_r) \\ \sin(\delta_g - \theta_r) & \cos(\delta_g - \theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

A transformação para um referencial no qual  $\delta_g \neq 0$  elimina os termos que contêm  $\theta_r$ , entretanto, surgem termos que dependem de  $\delta_g$ . Uma solução para se obter um modelo com parâmetros constantes é adotar  $\delta_g = 0$ . Desta forma, tem-se:

- Equações das tensões em  $dq$  - referencial estático

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{sd} & 0 \\ 0 & r_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd}^s \\ \phi_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd}^s \\ v_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

- Equações dos fluxos em  $dq$  - referencial estático

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd}^s \\ \phi_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{sd} & 0 \\ 0 & l_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{srd} & 0 \\ 0 & m_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd}^s \\ \phi_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & 0 \\ 0 & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{srd} & 0 \\ 0 & m_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

sendo:

$$r_{sd} = r_{sa}$$

$$r_{sq} = r_{sm}$$

$$l_{sd} = l_{sa}$$

$$l_{sq} = l_{sm}$$

$$m_{srd} = m_{sra}$$

$$m_{srq} = m_{srm}$$

Para determinar a equação que descreve o conjugado da máquina, tem-se inicialmente a expressão geral para energia:

$$W = \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \mathbf{L} \mathbf{i} \quad (4.10)$$

sendo que:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sm} \\ i_{ra} \\ i_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sam} \\ i_{ram} \end{bmatrix} \quad \text{e}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{sa} & 0 & m_{sra} \cos \theta_r & -m_{sra} \sin \theta_r \\ 0 & l_{sm} & m_{srm} \sin \theta_r & m_{srm} \cos \theta_r \\ m_{sra} \cos \theta_r & m_{srm} \sin \theta_r & l_r & 0 \\ -m_{sra} \sin \theta_r & m_{srm} \cos \theta_r & 0 & l_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{rs} & L_r \end{bmatrix}$$

Uma vez que o conjugado eletromagnético é obtido, diferenciando a expressão da energia em relação ao ângulo mecânico  $\theta_m$ , com  $\theta_m = \theta_r/P$ , onde  $P$  é o número de pares de pólo da máquina, então:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{dW}{d\theta_m} \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{i}^T \left[ \frac{d\mathbf{L}}{d\theta_m} \right] \mathbf{i} \\ &= \frac{P}{2} \mathbf{i}^T \left[ \frac{d\mathbf{L}}{d\theta_r} \right] \mathbf{i} \\ &= \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{sam} \\ i_{ram} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \\ \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sam} \\ i_{ram} \end{bmatrix} \\ &= \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{ram} \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \\ i_{sam} \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{sam} \\ i_{ram} \end{bmatrix} \\ &= \frac{P}{2} i_{ram}^T \frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} i_{sam} + \frac{P}{2} i_{sam}^T \frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} i_{ram} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= P i_{sam}^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} i_{ram} \\
 &= P i_{sdq}^s T P_s^T \frac{dL_{sr}}{d\theta_r} P_r i_{rdq}^s \\
 &= P (i_{sq}^s i_{rd}^s m_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s m_{srd})
 \end{aligned}$$

As equações obtidas podem ser utilizadas para deduzir um circuito equivalente [90], entretanto, os objetivos deste trabalho são satisfeitos sem que isto seja necessário.

As equações que definem o modelo dinâmico do motor de indução monofásico são:

$$v_{sd}^s = r_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} \quad (4.11)$$

$$v_{sq}^s = r_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} \quad (4.12)$$

$$v_{rd}^s = r_r i_{rd}^s + \frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \omega_r \phi_{rq}^s = 0 \quad (4.13)$$

$$v_{rq}^s = r_r i_{rq}^s + \frac{d\phi_{rq}^s}{dt} - \omega_r \phi_{rd}^s = 0 \quad (4.14)$$

$$\phi_{sd}^s = l_{sd} i_{sd}^s + m_{srd} i_{rd}^s \quad (4.15)$$

$$\phi_{sq}^s = l_{sq} i_{sq}^s + m_{srq} i_{rq}^s \quad (4.16)$$

$$\phi_{rd}^s = l_r i_{rd}^s + m_{srd} i_{sd}^s \quad (4.17)$$

$$\phi_{rq}^s = l_r i_{rq}^s + m_{srq} i_{sq}^s \quad (4.18)$$

$$T_e = P (i_{sq}^s i_{rd}^s m_{srq} - i_{sd}^s i_{rq}^s m_{srd}) \quad (4.19)$$

$$P(T_e - T_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r. \quad (4.20)$$

sendo  $v_{sd}^s$ ,  $v_{sq}^s$ ,  $i_{sd}^s$ ,  $i_{sq}^s$ ,  $i_{rd}^s$ ,  $i_{rq}^s$ ,  $\phi_{sd}^s$ ,  $\phi_{sq}^s$ ,  $\phi_{rd}^s$  e  $\phi_{rq}^s$  as tensões, as correntes e os fluxos do estator e rotor,  $dq$ , no referencial estatórico (expoente  $s$ );  $r_{sd}$ ,  $r_{sq}$  e  $r_r$  representam as resistências estatóricas e rotóricas;  $l_{sd}$ ,  $l_{sq}$ ,  $l_r$ ,  $m_{srd}$  e  $m_{srq}$  representam as auto-indutâncias e indutâncias mútuas do estator e rotor;  $\omega_r$ ,  $T_e$  e  $T_m$  são a velocidade, o torque eletromagnético desenvolvidos pela máquina e o torque da carga;  $P$ ,  $J$  e  $F$  representam o número de pares de pólo da máquina, o coeficiente de inércia e de atrito. Observando as expressões resultantes, é evidente a semelhança com um modelo  $dq$  obtido para uma máquina trifásica.

A dedução deste modelo foi realizada tomando como base o mesmo desenvolvimento realizado na obtenção do modelo  $dq$  de uma máquina bifásica simétrica. O modelo está

definido para o referencial estático, indicado pelo expoente  $s$ , o único que permite eliminar os termos dependentes do ângulo de posição mecânica [90]. Em conclusão a este desenvolvimento, pode-se ressaltar que o modelo desenvolvido para o motor monofásico segue o equacionamento determinado para os demais tipos de máquinas consideradas neste trabalho.

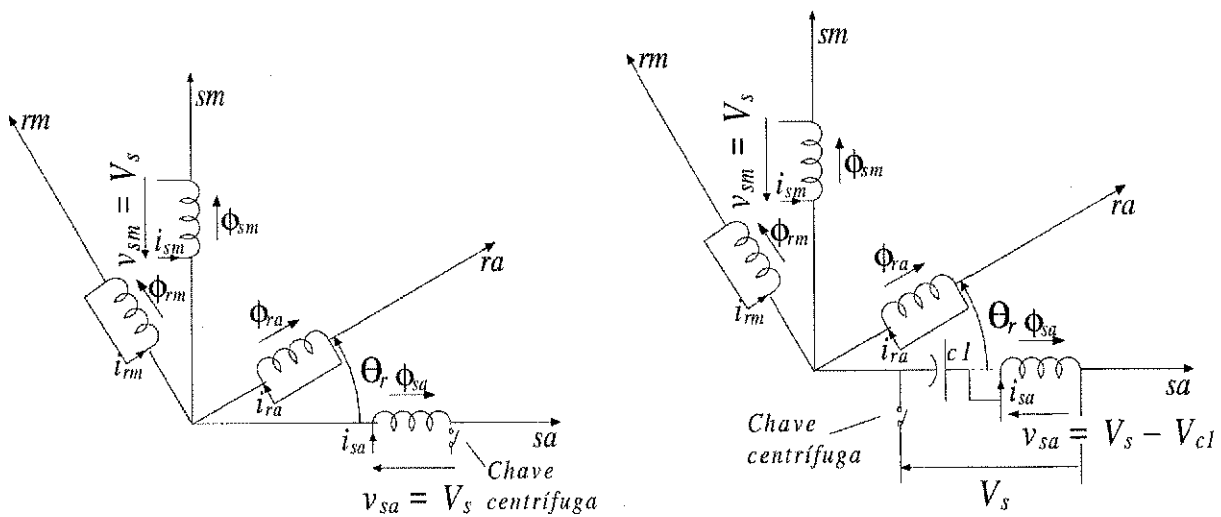
### 4.3 Princípio de Funcionamento e Características

Antes de tratar da aplicação do controle vetorial a um motor monofásico, é interessante fazer algumas observações quanto à disponibilidade deste tipo de motor, quando utilizado de forma convencional. Normalmente, a denominação dada aos motores monofásicos é função do recurso utilizado para que o motor possa ter partida.

- **Motor de indução de fase dividida** (partida à resistência):  $V_a = V_m = V_s$ , durante a partida e  $V_m = V_s$  em regime permanente. A fase auxiliar é desconectada do sistema em regime permanente;
- **Motor de fase dividida com partida a capacitor**:  $V_a = V_s - V_{c1}$  e  $V_m = V_s$ , durante a partida e  $V_m = V_s$  em regime permanente. A fase auxiliar é desconectada do sistema em regime permanente;
- **Motor de fase dividida com capacitor permanente**:  $V_a = V_s - V_{c2}$  e  $V_m = V_s$  durante a partida e em regime permanente;
- **Motor a duplo capacitor**:  $V_a = V_s - V_{c1/c2}$  e  $V_m = V_s$ , durante a partida.  $V_a = V_s - V_{c2}$  e  $V_m = V_s$  em regime permanente.

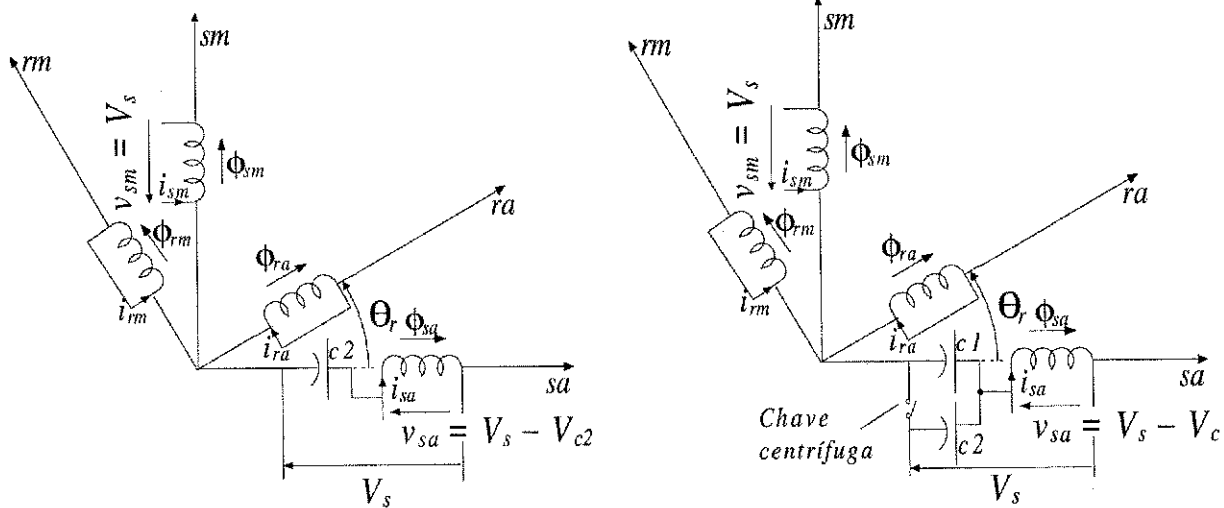
Nesta classificação,  $V_s$  é considerada como a tensão fornecida pela fonte monofásica que alimenta a máquina,  $V_{c1}$  é a tensão sobre o capacitor de partida e  $V_{c2}$ , a tensão sobre o capacitor de regime permanente. Na figura 4.6, encontram-se os diagramas que ilustram os tipos dos motores descritos anteriormente, segundo a teoria dos campos cruzados.

Independente do tipo da máquina monofásica, espera-se um funcionamento o mais equilibrado possível. Apesar disto, para qualquer um dos tipos, a faixa de operação é bastante restrita. Como exemplo, considere que é desejável operar com a máquina em uma velocidade em torno do ponto de abertura da chave centrífuga. Certamente, as características do motor irão oscilar muito com o abrir e fechar da chave, dificultando algum tipo de controle.



(a) Fase dividida.

(b) Fase dividida com partida a capacitor .



(c) Fase dividida com capacitor permanente.

(d) Duplo capacitor.

Figura 4.6: Diagrama representativo dos diferentes tipos de motores monofásicos.



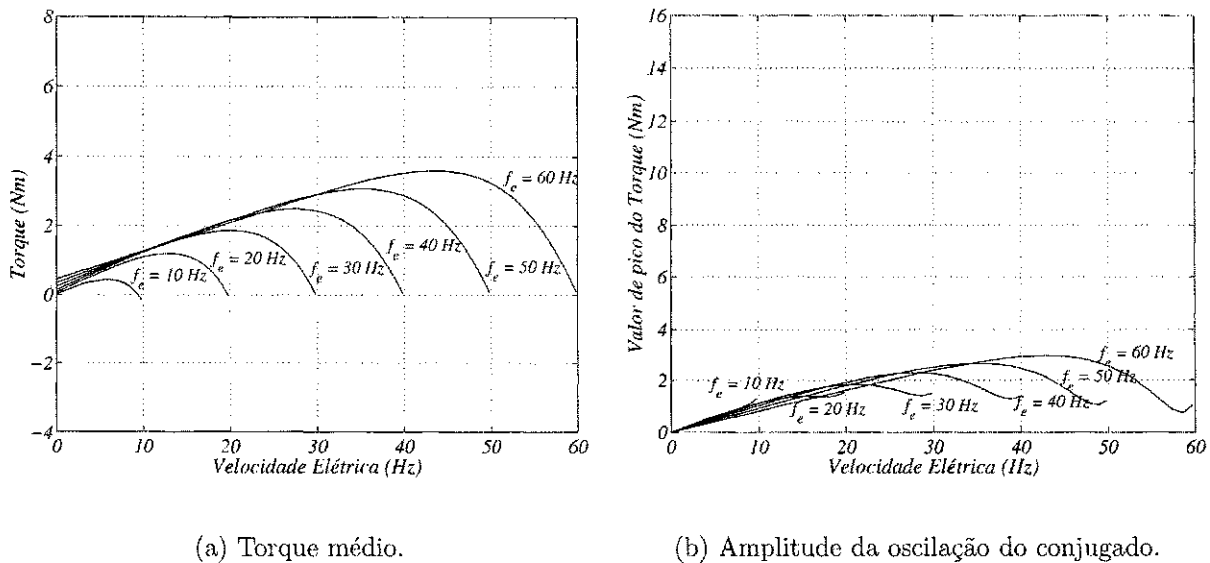
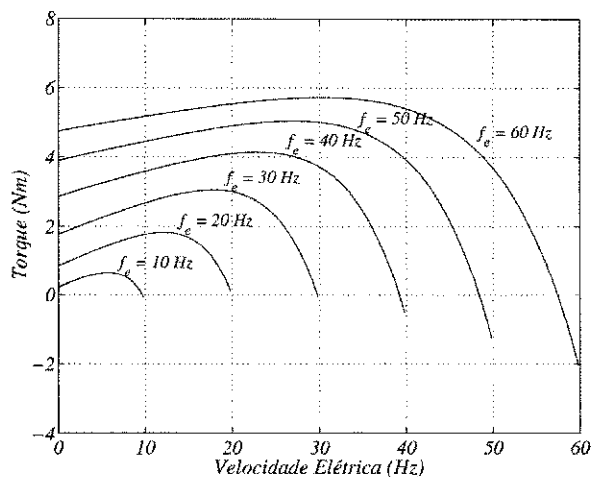


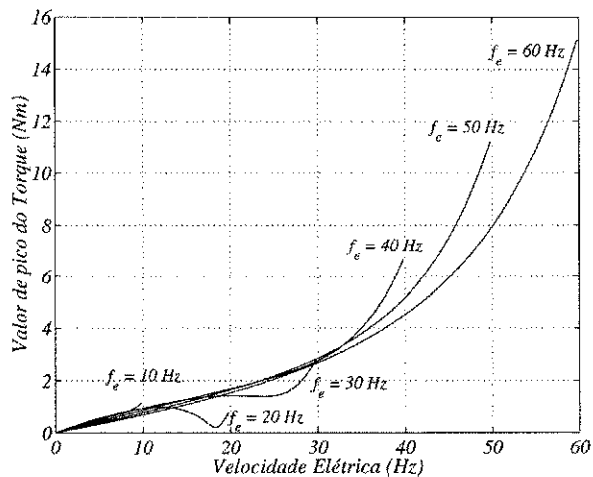
Figura 4.7: Torque eletromagnético de um motor monofásico do tipo capacitor permanente.

Tendo em vista as restrições naturais que uma máquina monofásica possui, possivelmente, a maneira mais simples de ampliar sua faixa de operação é alimentar seus enrolamentos com fontes independentes que possam ser controladas. Para isto, pode-se utilizar a estrutura representada na figura 4.1. O equacionamento que irá permitir o controle do inversor para alimentação da máquina monofásica será discutido na seção 4.7. Antes disto, pode-se mostrar algumas das vantagens obtidas utilizando fontes independentes para alimentar os enrolamentos de um motor monofásico [92]. Para tanto, as figuras 4.7, 4.8 e 4.9 apresentam o conjugado médio e o valor da amplitude da oscilação em torno do conjugado médio, em função da velocidade elétrica de máquina em  $Hz$  ( $\omega_r / 2\pi$ ) e da frequência de alimentação, considerando três formas de utilização de um mesmo motor. Motor funcionando como sendo do tipo capacitor permanente (figura 4.7), capacitor de partida (figura 4.8) e motor bifásico sendo os enrolamentos alimentados por fontes independentes (figura 4.9).

Para cada uma das formas de utilização, o circuito equivalente foi devidamente modificado, isto é, para avaliar o funcionamento do modelo com capacitor permanente, utilizou-se um capacitor de  $15,422\mu F$ . Já o capacitor de partida foi especificado com o valor de  $182,94\mu F$  e em complemento considerou-se que a chave centrífuga permanece fechada, independente da velocidade do motor. Os valores de capacitância adotados seguem a recomendação de [26]. Além disto, considerou-se diferentes frequências de operação ( $10Hz$ ,  $20Hz$ ,  $30Hz$ ,  $40Hz$ ,  $50Hz$ ,  $60Hz$ ), sendo que a frequência nominal do motor é de  $60Hz$ . Para cada uma das frequências de alimentação, a amplitude da

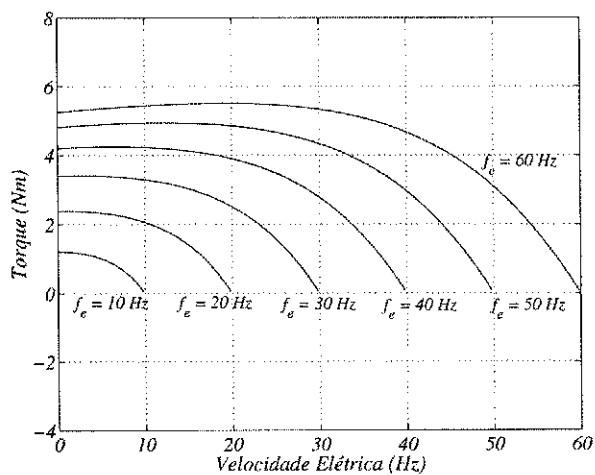


(a) Torque médio.

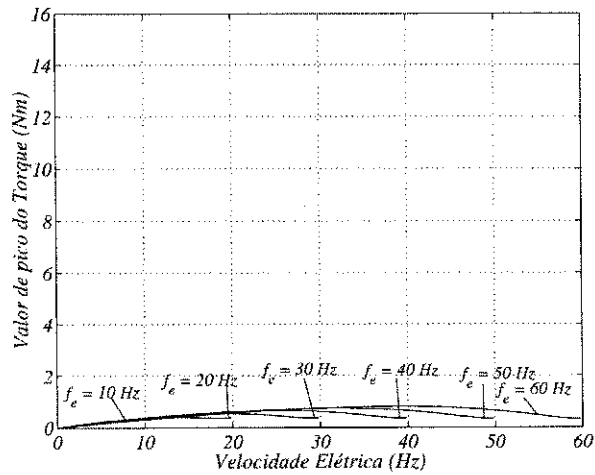


(b) Amplitude da oscilação do conjugado.

Figura 4.8: Torque eletromagnético de um motor monofásico do tipo capacitor de partida.



(a) Torque médio.



(b) Amplitude da oscilação do conjugado.

Figura 4.9: Torque eletromagnético de um motor monofásico com os enrolamentos alimentados por fontes independentes.

tensão foi determinada respeitando a relação  $V/f$  nominal do motor. Como pode-se constatar, ao alimentar os enrolamentos do motor com fontes independentes, obtém-se um torque de partida mais elevado, bem como, durante toda a faixa de escorregamento um conjugado com oscilações de amplitude reduzida.

A seguir, será mostrado como a alimentação das fases, utilizando fontes independentes, permite aplicar uma técnica de controle vetorial para máquina monofásica. Não fosse a assimetria existente entre os enrolamentos estatóricos, as técnicas de alto desempenho para as máquina trifásicas poderiam ser aplicadas diretamente em um sistema composto por máquinas monofásicas.

## 4.4 Modelo Vetorial para Máquina Monofásica

Tendo em vista o desequilíbrio existente entre os enrolamentos estatóricos de um motor monofásico, a definição de uma representação vetorial não pode ser tratada apenas sob o ponto de vista matemático. Tal fato deve-se à assimetria presente nos enrolamentos estatóricos, suficiente para que as grandezas elétricas  $dq$  apresentem uma defasagem diferente de  $\pi/2$  e até mesmo diferentes amplitudes, o que pode ser utilizado para justificar o torque pulsante neste tipo de motor.

A utilização de um modelo vetorial, na representação de uma máquina elétrica, é um poderoso artifício para o estudo de seu funcionamento. Além disto, é uma prática comum utilizar as vantagens analíticas oferecidas pelo modelo vetorial para o estabelecimento de estratégias de controle vetorial.

Conforme dito anteriormente, no caso do motor monofásico não é possível tirar vantagens imediatas da representação vetorial. Afinal, os vetores representativos das grandezas elétricas apresentam amplitudes variáveis, mesmo considerando-se o regime permanente. Desta forma, é interessante observar as exigências da estratégia de controle (no que diz respeito às equações envolvidas) para determinar as manipulações algébricas convenientes para obtenção do modelo vetorial. Tal afirmativa não intenciona estabelecer que é inviável a obtenção de um modelo vetorial genérico para a máquina monofásica. Todavia, a análise das expressões envolvidas diretamente nas estratégias de controle com orientação pelo campo facilita tratar com o desbalanceamento inerente a este tipo de máquina.

Na seção 4.4.1, encontram-se considerações sobre o controle com orientação pelo fluxo rotórico e, na seção 4.5, aborda-se o controle com orientação pelo fluxo estatórico, [62] e [61], aplicados à máquina monofásica. A abordagem do controle com orientação pelo fluxo rotórico em primeiro plano deve-se ao fato de poder trabalhar com soluções

exatas, no que diz respeito ao equacionamento envolvido.

#### 4.4.1 Controle com Orientação pelo Fluxo Rotórico

Uma vez adotada uma estratégia desta natureza, espera-se obter um desacoplamento entre o controle do fluxo rotórico e o conjugado da máquina. Dentro desta proposta, certamente, estará presente um conjugado eletromagnético de referência isento das ondulações naturais que um motor monofásico apresenta. A existência destas oscilações são uma consequência da assimetria entre os enrolamentos estatóricos e podem ser verificadas através da equação (4.19), na qual estão presentes diferentes valores para as indutâncias mútuas entre o estator e rotor ( $m_{srd}$  e  $m_{srq}$ ). Para tornar mais clara a definição de uma estratégia vetorial, eliminando o termo pulsante do conjugado, considere a seguinte expressão do conjugado eletromagnético em função das correntes estatóricas e do fluxo rotórico:

$$T_e = \frac{P}{l_r} (i_{sq}^s \phi_{rd}^s m_{srq} - i_{sd}^s \phi_{rq}^s m_{srd}) \quad (4.21)$$

Esta expressão é obtida através das equações (4.17), (4.18) e (4.19). Observando a equação (4.21), verifica-se duas possibilidades para a eliminação do termo oscilatório do conjugado eletromagnético. A primeira alternativa consiste em:

$$\frac{\mathcal{A}(i_{sd}^s)}{\mathcal{A}(i_{sq}^s)} = \frac{m_{srq}}{m_{srd}} \quad \text{e} \quad \frac{\mathcal{A}(\phi_{rd}^s)}{\mathcal{A}(\phi_{rq}^s)} = 1. \quad (4.22)$$

Observe que este procedimento corresponde a realizar uma compensação das amplitudes das correntes em função da diferença do número de espiras entre os enrolamentos auxiliar e principal. Assim a amplitude da força magnetomotriz de eixo  $d$  passa a ser igual a da força magnetomotriz de eixo  $q$ . No segundo caso, tem-se:

$$\frac{\mathcal{A}(\phi_{rd}^s)}{\mathcal{A}(\phi_{rq}^s)} = \frac{m_{srd}}{m_{srq}} \quad \text{e} \quad \frac{\mathcal{A}(i_{sd}^s)}{\mathcal{A}(i_{sq}^s)} = 1. \quad (4.23)$$

Nas expressões 4.22 e 4.23, bem como no restante do texto, o termo  $\mathcal{A}(x)$  representa um operador que extrai a amplitude da variável senoidal  $x$ . Em ambos os casos, será assumido que as componentes  $dq$ , envolvidas na análise, encontram-se defasadas de  $\pi/2$  rad.

Para um maior esclarecimento sobre estas duas possibilidades considere as equações obtidas a partir de (4.13), (4.14), (4.17) e (4.18), que relacionam o fluxo rotórico com as correntes estatóricas:

$$\frac{d\phi_{rd}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd}^s + \omega_r \phi_{rq}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srd} i_{sd}^s \quad (4.24)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq}^s - \omega_r \phi_{rd}^s = \frac{1}{\tau_r} m_{srq} i_{sq}^s \quad (4.25)$$

onde  $\tau_r = l_r/r_r$ .

Nas equações (4.24) e (4.25), é possível constatar que fazendo  $\frac{A(i_{sd}^s)}{A(i_{sq}^s)} = 1$ , implicará em  $\frac{A(\phi_{rd}^s)}{A(\phi_{rq}^s)} \neq \frac{m_{srd}}{m_{srq}}$ . O que significa que o termo pulsante não será eliminado. Todavia, fazendo com que  $\frac{A(\phi_{rd}^s)}{A(\phi_{rq}^s)} = 1$ , tem-se  $\frac{A(i_{sd}^s)}{A(i_{sq}^s)} = \frac{m_{srq}}{m_{srd}}$ , o que é consistente com as equações (4.24) e (4.25), assim será possível constatar nas explicações a seguir.

Seja  $i_{sd}^s = I_s \cos(\omega_e t)$  e  $i_{sq}^s = k I_s \sin(\omega_e t)$  as correntes estatóricas que deverão estar presentes na máquina, onde  $\omega_e$  é a frequência elétrica e  $k = \frac{m_{srd}}{m_{srq}}$ . A partir das expressões de  $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$  define-se  $i_{sd1}^s = i_{sd}^s$  e  $i_{sq1}^s = \frac{i_{sq}^s}{k}$ . Consequentemente, é possível reorganizar a equação do torque eletromagnético dada em (4.21) da seguinte forma:

$$T_e = \frac{P m_{srd}}{l_r} (i_{sq1}^s \phi_{rd}^s - i_{sd1}^s \phi_{rq}^s) \quad (4.26)$$

Uma vez que esta expressão equivale à obtida para uma máquina equilibrada ( $m_{srd} = m_{srq}$ ), conclui-se que, com esta compensação, o termo pulsante do conjugado eletromagnético será nulo. Além disto, é possível comprovar que as grandezas rotóricas terão um comportamento semelhante ao da máquina trifásica - mesma amplitude para as grandezas  $d$  e  $q$  e defasagem de  $\pi/2$  entre elas.

Utilizando-se das definições acima, para estabelecer um funcionamento isento de oscilação no torque eletromagnético, é possível obter um modelo vetorial para o motor monofásico que relacione o fluxo rotórico com a corrente estatórica, a partir das equações (4.24) e (4.25). Com  $i_{sd1}^s = i_{sd}^s$  e  $i_{sq1}^s = \frac{i_{sq}^s}{k}$ , então:

$$\frac{d\phi_{rd}^s}{dt} = -\frac{r_r}{l_r} \phi_{rd}^s - \omega_r \phi_{rq}^s + \frac{r_r}{l_r} m_{srd} i_{sd1}^s \quad (4.27)$$

$$\frac{d\phi_{rq}^s}{dt} = \omega_r \phi_{rd}^s - \frac{r_r}{l_r} \phi_{rq}^s + \frac{r_r}{l_r} m_{srd} i_{sq1}^s. \quad (4.28)$$

O modelo vetorial pode ser obtido, a partir destas duas últimas equações, e poderá ser escrito para um referencial genérico (aqui simbolizado pelo expoente  $g$ ), ou seja, este referencial estará situado a um ângulo  $\delta_g$  do eixo  $d$ , quando definido para o referencial estatórico e será dado por:

$$\frac{d\phi_{rdq}^g}{dt} = -\frac{r_r}{l_r} \phi_{rdq}^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_{rdq}^g + \frac{r_r}{l_r} m_{srd} i_{sdq1}^g \quad (4.29)$$

onde  $\omega_g = \frac{d\delta_g}{dt}$  é a frequência do referencial arbitrário. As variáveis transformadas podem ser obtidas, segundo as expressões abaixo:

$$\begin{aligned} \phi_{rdq}^g &= \phi_{rd}^s + j\phi_{rq}^s = (\phi_{rd}^s + j\phi_{rq}^s) e^{-j\delta_g} \\ i_{sdq1}^g &= i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s = (i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s) e^{-j\delta_g}. \end{aligned}$$

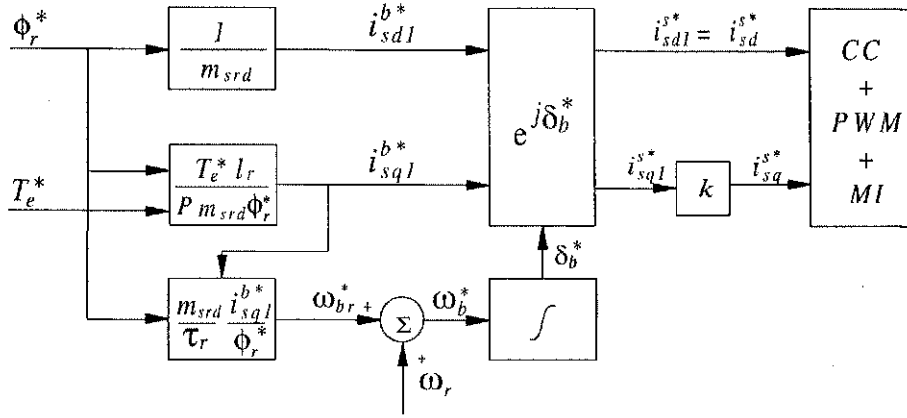


Figura 4.10: Controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico.

Como base no equacionamento vetorial definido em (4.29), é possível aplicar os princípios de orientação pelo campo para controlar o fluxo rotórico, bem como, o torque eletromagnético do motor monofásico. Para tanto, será adotado como referencial para as grandezas reais do motor (eixo  $d$ ) o vetor fluxo rotórico. Como resultado, obtém-se uma equação semelhante a (4.29), exceto o índice  $g$  que passa a ser  $b$  (referencial fluxo rotórico). Separando as partes real e imaginária da equação, tem-se:

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (4.30)$$

$$\frac{m_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (4.31)$$

sendo  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$  e  $\phi_r$  a amplitude do fluxo rotórico.

Aplicando as variáveis transformadas para o referencial “fluxo rotórico”, no cálculo do torque eletromagnético, a equação (4.26) será reescrita como segue:

$$T_e = P \frac{m_{srq}}{l_r} \phi_r i_{sq1}^b \quad (4.32)$$

Considerando que  $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$ , na equação 4.30, é possível deduzir um esquema do controle indireto com orientação pelo campo, conforme mostra a figura 4.10. Neste diagrama,  $T_e^*$  e  $\phi_r^*$  representam os valores do conjugado e do fluxo de referência e  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$  são as correntes de referência que devem ser aplicadas à máquina. Neste mesmo diagrama, o bloco que contém multiplicador  $e^{j\delta_b^*}$  é o responsável pela transformação entre o referencial fluxo rotórico e estacionário, segundo a equação abaixo descrita:

$$i_{sd1}^{s*} = \text{Re}[(i_{sd1}^{b*} + j i_{sq1}^{b*}) e^{j\delta_b^*}] = i_{sd1}^{b*} \cos \delta_b^* - i_{sq1}^{b*} \sin \delta_b^* \quad (4.33)$$

$$i_{sq1}^{s*} = \text{Im}[(i_{sd1}^{b*} + j i_{sq1}^{b*}) e^{j\delta_b^*}] = i_{sd1}^{b*} \sin \delta_b^* + i_{sq1}^{b*} \cos \delta_b^* \quad (4.34)$$

Além desta implementação, foi estudada uma variante do controle orientado pelo fluxo rotórico, na qual fica dispensada a leitura da velocidade do motor, para o controle

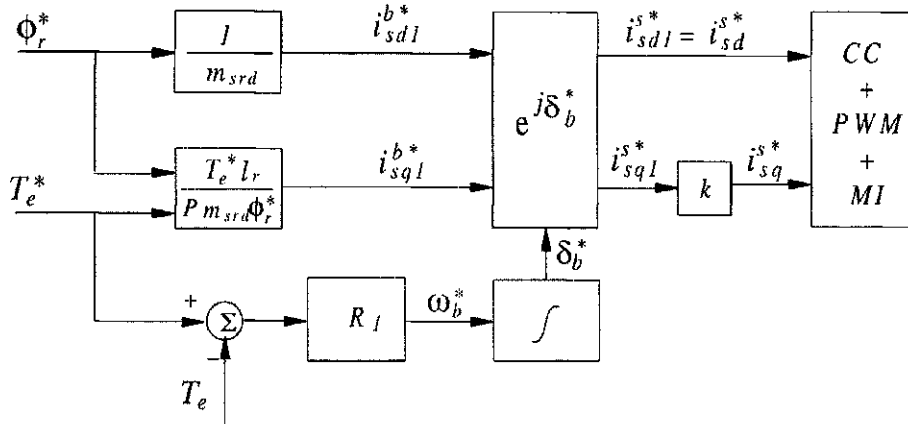


Figura 4.11: Controle de conjugado com orientação indireta pelo fluxo rotórico.

do fluxo e conjugado da máquina. Neste caso, o diagrama da figura 4.10 é modificado para que se obtenha o diagrama da figura 4.11. Como consequência, a frequência do fluxo rotórico (visto do referencial estacionário) passa a ser fornecida por um controlador *PI* que tem por objetivo prover um erro de conjugado nulo em sua entrada.

A análise e o projeto dos controladores de correntes seguem a metodologia apresentada no capítulo 2, sendo considerado o caso particular do motor monofásico na seção 4.8.

### 4.5 Controle com Orientação pelo Fluxo Estatórico

A exemplo do que ocorre ao controle orientado pelo fluxo rotórico, no presente caso, é desejável realizar o controle do conjugado da máquina ao mesmo tempo em que o fluxo estatórico permanece em um valor de referência. Uma vez que, nesta abordagem, o fluxo em questão é o do estator, isto pode ser visto como uma simplificação, já que se trata de uma variável de acesso mais fácil para uma possível medição ou estimação. Todavia, é importante lembrar que estratégias com orientação pelo fluxo estatórico não permitem um desacoplamento total entre as grandezas *dq* tornando as expressões envolvidas mais complexas.

Utilizando as equações (4.19), (4.15) e (4.16), é possível obter uma expressão para o conjugado eletromagnético em função das correntes e fluxos estatóricos, ou seja:

$$T_e = P \left( i_{sq}^s \phi_{sd}^s \frac{m_{srq}}{m_{srd}} - i_{sd}^s \phi_{sq}^s \frac{m_{srd}}{m_{srq}} + i_{sd}^s i_{sq}^s \frac{m_{srd}}{m_{srq}} l_{sq} - i_{sd}^s i_{sq}^s \frac{m_{srq}}{m_{srd}} l_{sd} \right) \quad (4.35)$$

Aplicando o fator *k*, de forma adequada, nesta equação, é possível reescrevê-la como segue:

$$T_e = P \left[ \frac{1}{k} \phi_{sd}^s i_{sq}^s - k \phi_{sq}^s i_{sd}^s + \frac{1}{k} (k^2 l_{sq} - l_{sd}) i_{sd}^s i_{sq}^s \right]. \quad (4.36)$$

Devido à presença do termo dependente de  $i_{sd}^s i_{sq}^s$ , não é possível estabelecer diretamente uma relação entre  $\phi_{sd}^s$  e  $\phi_{sq}^s$  que elimine a componente oscilatória do conjugado eletromagnético. Além disto, não constitui uma tarefa trivial a determinação de uma expressão simples, que relacione o fluxo estatórico com a corrente estatórica, contrariando o que ocorre para a abordagem do controle orientado pelo fluxo rotórico. Entretanto, definindo  $\phi_{sd1}^s = \phi_s \cos \omega_e t$  e  $\phi_{sq1}^s = \phi_s \sin \omega_e t$ , onde  $\phi_s$  é a amplitude do fluxo estatórico, e ainda, tomando  $\phi_{sd}^s = \phi_{sd1}^s$  e  $\phi_{sq}^s = \frac{1}{k} \phi_{sq1}^s$ , é possível escrever a equação (4.36), como segue:

$$T_e = P(\phi_{sd1}^s i_{sq1}^s - \phi_{sq1}^s i_{sd1}^s + (k^2 l_{sq} - l_{sd}) i_{sd1}^s i_{sq1}^s) \quad (4.37)$$

De acordo com a equação obtida para o cálculo do torque eletromagnético, é conveniente observar que o termo  $(k^2 l_{sq} - l_{sd})$ , que aparece multiplicando  $i_{sd1}^s i_{sq1}^s$ , pode ser desprezado. Da teoria dos circuitos magnéticos, uma vez que  $k = \frac{m_{srd}}{m_{srq}}$ , este fator pode ser aproximado pela razão entre os números de espiras dos enrolamentos de eixo  $d$  ( $n_{sd}$ ) e eixo  $q$  ( $n_{sq}$ ), ou seja  $k \cong \frac{n_{sd}}{n_{sq}}$ , que por sua vez estabelece que  $\frac{l_{sd}}{l_{sq}} \cong \frac{n_{sd}^2}{n_{sq}^2}$ , ou seja:  $l_{sd} \cong k^2 l_{sq}$ . Nestas circunstâncias, o termo que contém  $i_{sd1}^s i_{sq1}^s$  pode ser desprezado e a expressão para o cálculo do torque eletromagnético, em sua forma simplificada, passa a ser:

$$T_e \cong P(\phi_{sd1}^s i_{sq1}^s - \phi_{sq1}^s i_{sd1}^s). \quad (4.38)$$

Como o desenvolvimento realizado, até o momento, resulta em uma equação que fornece o valor do conjugado em função do fluxo e corrente do estator, resta estabelecer uma relação dinâmica entre este mesmo fluxo e a corrente, o que irá definir um controle orientado pelo fluxo estatórico. Para tanto, deve-se manipular as equações (4.15)-(4.18), obtendo equações que relacionem  $\phi_{rd}^s$  e  $\phi_{rq}^s$  em função de  $\phi_{sd}^s$ ,  $\phi_{sq}^s$ ,  $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$ , ou seja:

$$\phi_{rd}^s = l_r \left( \frac{\phi_{sd}^s}{m_{srd}} - \frac{l_{sd}}{m_{srd}} i_{sd}^s \right) + m_{srd} i_{sd}^s \quad (4.39)$$

$$\phi_{rq}^s = l_r \left( \frac{\phi_{sq}^s}{m_{srq}} - \frac{l_{sq}}{m_{srq}} i_{sq}^s \right) + m_{srq} i_{sq}^s \quad (4.40)$$

e em seguida, substituindo estas expressões nas equações (4.24) e (4.25), tem-se que:

$$\frac{d\phi_{sd}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sd}^s + \omega_r \frac{m_{srd}}{m_{srq}} \phi_{sq}^s = \frac{l_{sd}}{\tau_r} i_{sd}^s + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sd}^s}{dt} + \omega_r \sigma_{sq} l_{sq} i_{sq}^s \quad (4.41)$$

$$\frac{d\phi_{sq}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sq}^s - \omega_r \frac{m_{srq}}{m_{srd}} \phi_{sd}^s = \frac{l_{sq}}{\tau_r} i_{sq}^s + \sigma_{sq} l_{sq} \frac{di_{sq}^s}{dt} - \omega_r \sigma_{sd} l_{sd} i_{sd}^s. \quad (4.42)$$

Substituindo as variáveis destas últimas duas expressões pelas respectivas variáveis



transformadas segundo o coeficiente  $k$ , obtém-se:

$$\frac{d\phi_{sd1}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sd1}^s + \omega_r \phi_{sq1}^s = \frac{l_{sd}}{\tau_r} i_{sd1}^s + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sd1}^s}{dt} + \omega_r k^2 \sigma_{sq} l_{sq} i_{sq1}^s \quad (4.43)$$

$$\frac{d\phi_{sq1}^s}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sq1}^s - \omega_r \phi_{sd1}^s = k^2 \frac{l_{sq}}{\tau_r} i_{sq1}^s + k^2 \sigma_{sq} l_{sq} \frac{di_{sq1}^s}{dt} - \omega_r \sigma_{sd} l_{sd} i_{sd1}^s \quad (4.44)$$

onde  $\sigma_{sd} = 1 - m_{sr}^2 / (l_r l_{sd})$  e  $\sigma_{sq} = 1 - m_{sr}^2 / (l_r l_{sq})$ .

Assim como no caso do controle pelo fluxo rotórico, após obter expressões que contêm considerações sobre a assimetria da máquina (fator  $k$ ) é possível, a partir das expressões (4.43) e (4.44), definir convenientemente um modelo vetorial para um referencial arbitrário, ou seja:

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_{sdq1}^g}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sdq1}^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_{sdq1}^g &= \frac{l_{sd}}{\tau_r} i_{sdq1}^g + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sdq1}^g}{dt} + \\ &+ j(\omega_g - \omega_r) \sigma_{sd} l_{sd} i_{sdq1}^g + \zeta_{sdq1}^g \end{aligned} \quad (4.45)$$

onde,  $\phi_{sdq1}^g = \phi_{sd1}^g + j\phi_{sq1}^g = (\phi_{sd1}^s + j\phi_{sq1}^s) e^{-j\delta_g}$  e

$$\zeta_{sdq1}^g = (k^2 l_{sq} - l_{sd}) \left[ (\omega_r + j \frac{1}{\tau_r}) i_{sq1}^s + j \frac{di_{sq1}^s}{dt} \right] e^{-j\delta_g}.$$

O modelo descrito em (4.45) apresenta um termo adicional ( $\zeta_{sdq1}^g$ ) que está diretamente relacionado com o caráter assimétrico do motor. Outros dois aspectos que merecem destaque, no que diz respeito a esta componente, é que a amplitude do termo ( $k^2 l_{sq} - l_{sd}$ ) tem valor relativamente pequeno se comparado à amplitude do vetor fluxo estático  $\phi_g$ . Ademais, trata-se de uma componente estacionária, sob o ponto de vista de um referencial fixo no estator, variando apenas a amplitude. Assim, pode-se representar este termo por duas componentes girantes de amplitude fixa, com valor igual a metade da amplitude original e com sentidos de rotação opostos em relação ao referencial fixado no estator.

No desenvolvimento deste trabalho, esta análise servirá para justificar o fato de que o termo  $\zeta_{sdq1}^g$  não deverá perturbar, de forma significativa, o laço de controle do fluxo estático.

#### 4.5.1 Controle Direto do Campo com Orientação pelo Fluxo Estático

Com a disponibilidade de um modelo vetorial conveniente dado pela equação (4.45) e, ainda, desprezando o termo de assimetria,  $\zeta_{sdq1}^g$ , é possível definir as seguintes relações

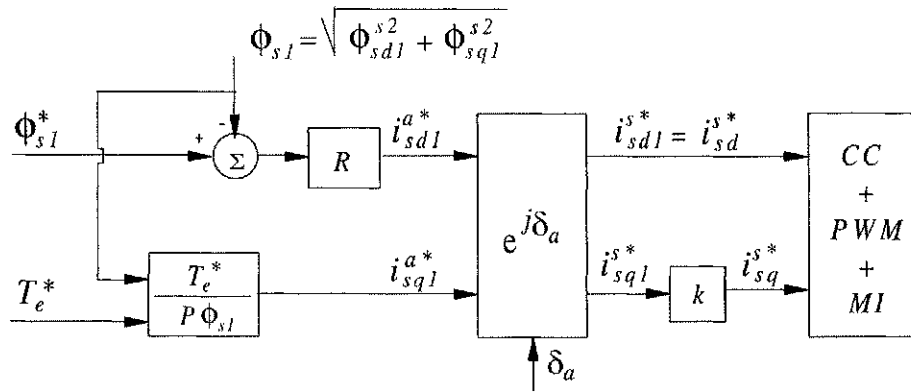


Figura 4.12: Diagrama de blocos para o controle direto com orientação pelo fluxo estatórico.

entre as correntes e o fluxo estatóricos, sob o ponto de vista do referencial fluxo estatórico (índice  $a$ ):

$$\frac{l_{sd}}{\tau_r} i_{sd1}^a + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sd1}^a}{dt} - \omega_{ar} \sigma_{sd} l_{sd} i_{sq1}^a = \frac{d\phi_{sd1}^a}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_{sd1}^a \quad (4.46)$$

$$\frac{l_{sd}}{\tau_r} i_{sq1}^a + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sq1}^a}{dt} + \omega_{ar} \sigma_{sd} l_{sd} i_{sd1}^a = \omega_{ar} \phi_{sd1}^a \quad (4.47)$$

Já no caso da expressão para o cálculo do torque eletromagnético em (4.38), do ponto de vista do referencial fluxo estatórico, tem-se:

$$T_e \cong P \phi_{sd1}^a i_{sq1}^a = P \phi_{s1} i_{sq1}^a. \quad (4.48)$$

Uma vez determinado um valor de referência para o torque eletromagnético e tendo o conhecimento do valor do fluxo estatórico ( $\phi_{s1}$ ), esta expressão permite determinar o valor de referência para a componente  $i_{sq1}^a$ . Diante disto, é possível utilizar a equação (4.46), considerando a parcela que contém  $i_{sq1}^a$  como sendo uma perturbação e ainda adotando uma estratégia de controle proporcional-integral, para que seja determinado o valor de referência para  $i_{sd1}^a$ . Tal estratégia constitui o princípio do controle orientado pelo campo para realização do controle do fluxo estatórico de um motor monofásico. Na figura 4.12, encontra-se o diagrama de blocos, com as adaptações necessárias, para a realização da estratégia do controle direto com orientação pelo fluxo estatórico.

Neste diagrama,  $T_e^*$  e  $\phi_{s1}^*$  representam os valores de referência para o torque eletromagnético e a amplitude do fluxo estatórico, respectivamente. As componentes do fluxo estatórico podem ser obtidas através da integração dos termos  $v_{sd}^s - r_{sd} i_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s - r_{sq} i_{sq}^s$ .

ou seja:

$$\phi_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - r_{sd} i_{sd}^s) dt \quad (4.49)$$

$$\phi_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - r_{sq} i_{sq}^s) dt \quad (4.50)$$

em seguida, determinando as componentes  $\phi_{sd1}^s = \phi_{sd}^s$  e  $\phi_{sq1}^s = k\phi_{sq}^s$ . Ou ainda, pode-se obter diretamente as componentes  $\phi_{sd1}^s$  e  $\phi_{sq1}^s$ , utilizando as expressões:

$$\phi_{sd1}^s = \int (v_{sd1}^s - r_{sd} i_{sd1}^s) dt \quad (4.51)$$

$$\phi_{sq1}^s = \int (v_{sq1}^s - r_{sq} k^2 i_{sq1}^s) dt. \quad (4.52)$$

conforme realizado no presente trabalho, ou uma outra estratégia. Na sequência, é possível realizar o cálculo de  $\phi_{s1}$  como sendo o módulo de  $\phi_{sdq1}^s = \phi_{sd1}^s + j\phi_{sq1}^s$  ( $\phi_{s1} = \sqrt{\phi_{sd1}^{s2} + \phi_{sq1}^{s2}}$ ). O ângulo do referencial fluxo estatórico é dado por  $\delta_a = \tan^{-1}(\frac{\phi_{sq1}^s}{\phi_{sd1}^s})$ . A importância de dispor do ângulo  $\delta_a$  reside na opção por operar com as grandezas envolvidas no processo de controle no referencial síncrono. Nesta circunstância, os controladores apresentam um melhor desempenho por atuar sobre grandezas contínuas. No diagrama de blocos da figura 4.12 as saídas correspondem aos valores de referência para as correntes  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$  a serem impostas pelos controladores de corrente, satisfazendo a estratégia de controle do fluxo estatórico.

#### 4.5.2 Controle Direto do Torque

A realização do controle direto do torque, em uma máquina monofásica, não consiste em uma aplicação direta do que se faz com uma máquina trifásica. Todavia, o objetivo é o mesmo, ou seja, basicamente espera-se que o erro em relação ao conjugado de referência venha determinar a frequência do fluxo estatórico  $\omega_a^*$  e, conseqüentemente, a posição angular ( $\delta_a^*$ ) do vetor que representa o fluxo resultante. Por outro lado, uma vez estabelecida a amplitude de referência para o fluxo estatórico, este controle deverá acontecer de forma independente do controle do conjugado. Mais que isto, com o fluxo de magnetização estabelecido, as demais variáveis da máquina (tensão, correntes e conjugado) constituem funções da frequência de escorregamento. Este último deverá ser estabelecido sempre que a frequência  $\omega_a^*$  for convenientemente alterada.

Na figura 4.13, encontra-se ilustrado o diagrama de blocos com as adaptações necessárias para realização do controle direto do torque. Possivelmente, os principais ajustes dizem respeito à malha de controle do fluxo estatórico que está baseada no controle das componentes  $\phi_{sd1}^s$  e  $\phi_{sq1}^s$ . Neste caso, as equações dinâmicas que relacionam a tensão estatórica com o fluxo são dadas por (4.11) e (4.12), enquanto o

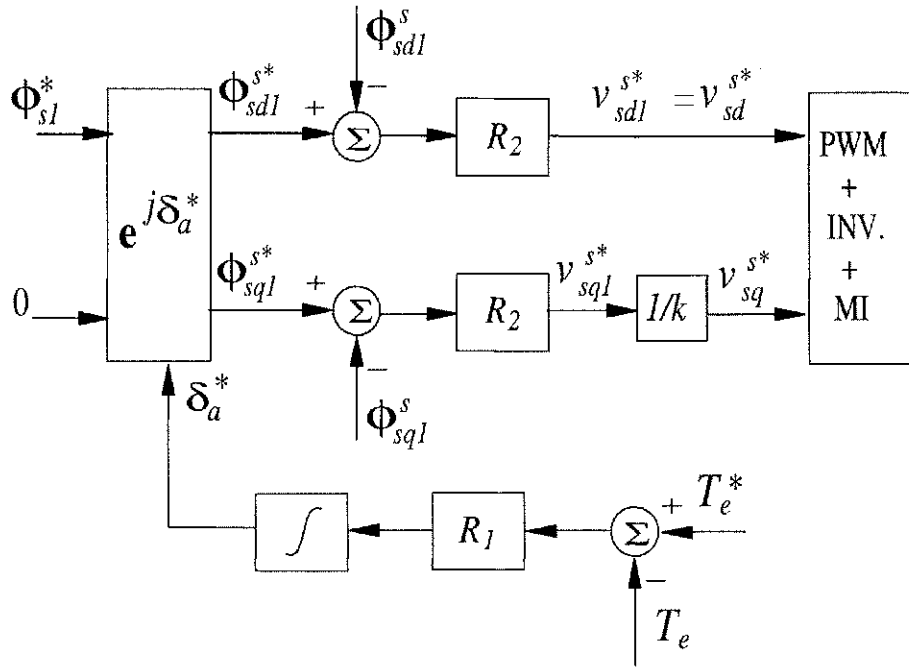


Figura 4.13: Diagrama de blocos para o controle direto do conjugado.

torque eletromagnético é dado por (4.38) ou por (4.53) para pequenos escorregamentos e desprezando os termos de assimetria da máquina:

$$T_e \cong \frac{Pm_{srd}^2 \phi_{s1}^2}{r_r l_{sd}^2} \omega_{ar} \frac{1}{1 + (\tau_r \omega_a l_{sd})^2} \cong \frac{Pm_{srd}^2 \phi_{s1}^2}{r_r l_{sd}^2} \omega_{ar} \quad (4.53)$$

Os controladores indicados na figura 4.13 podem ser do tipo *PI* ou mesmo controladores que operam, segundo o princípio da histerese. Neste trabalho, foi testado o controle proporcional integral, cuja metodologia de projeto encontra-se na sequência deste trabalho.

## 4.6 Estratégia de Controle V/Hz

Nas situações em que o controle de velocidade não é solicitado, entretanto, espera-se que o motor possa ter sua velocidade variada, pode-se adotar para o motor monofásico uma estratégia onde a razão entre a tensão e a frequência de alimentação permanece constante. Todavia, para se obter alguma vantagem, é necessário considerar o desequilíbrio inerente à máquina monofásica. Em particular, deve-se considerar uma compensação entre as amplitudes de  $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$  pelo fator  $k = \frac{m_{srd}}{m_{srq}}$  de forma que:

$$\begin{aligned} v_{sd}^{s*} &= (\omega_s^* \phi_{s1}^*) \cos(\omega_s^* t) \\ v_{sq}^{s*} &= (\omega_s^* \phi_{s1}^* / k) \text{sen}(\omega_s^* t) \end{aligned}$$

Podendo ser demonstrado que na obtenção de um conjugado eletromagnético livre de oscilações ( $\frac{A(i_{sd}^s)}{A(i_{sq}^s)} = \frac{1}{k}$ ) espera-se que a máquina seja alimentada com tensões  $dq$  dotadas de uma relação tal que  $\frac{A(v_{sd}^s)}{A(v_{sq}^s)} \cong k$ . Como resultado é possível verificar que, mesmo tratando-se de uma estratégia simples, percebe-se que no caso da máquina monofásica obtém-se melhorias no funcionamento.

Na apresentação das estratégias utilizadas no controle de corrente é abordada, mais uma vez, a compensação da amplitude das tensões. Anteriormente são estabelecidos os princípios que viabilizam a alimentação do motor bifásico assimétrico por meio de uma fonte chaveada.

## 4.7 Modulação PWM

Uma vez que, no capítulo 3 estão definidos diferentes modos de operação de um inversor com dois braços para alimentar um motor bifásico simétrico, o que em nada difere do motor assimétrico em termos de controle do inversor, fica reservado para esta seção o desenvolvimento que permite o controle de um inversor com seis chaves para alimentar um motor bifásico assimétrico.

Apesar da utilização de um inversor com seis chaves fugir ao escopo dos sistemas com estrutura reduzida, considera-se importante a análise desta configuração, já que permite algumas vantagens operacionais em relação à configuração com dois braços.

### 4.7.1 Análise dos Vetores Espaciais

Por se tratar de uma máquina bifásica, sabe-se que:  $v_{sd}^s = v_{s1}^s$  e  $v_{sq}^s = v_{s2}^s$ . Logo as tensões de fase ( $dq$ ) geradas pelo inversor são calculadas, segundo as expressões abaixo:

$$v_{sd}^s = (q_1 - q_3)E_{cc} \quad (4.54)$$

$$v_{sq}^s = (q_2 - q_3)E_{cc} \quad (4.55)$$

Os vetores decorrentes da combinação dos estados das chaves, encontram-se na tabela 4.1.

Uma das vantagens oferecidas pelo inversor com três braços consiste na disponibilidade de vetores nulos para compor a modulação vetorial. Como característica deste sistema, observa-se diferentes ângulos entre os vetores adjacentes, bem como, diferentes amplitudes para os conjuntos definidos por  $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4 \text{ e } \mathbf{v}_6\}$  e  $\{\mathbf{v}_2 \text{ e } \mathbf{v}_5\}$ .

Na figura 4.14, encontram-se ilustrados os vetores resultantes das diferentes combinações dos estados das chaves, bem como, os setores delimitados pelos próprios vetores. Em adição, é apresentada graficamente a amplitude máxima que as tensões  $dq$

Tabela 4.1: Vetores e tensões geradas pelo conversor.

$q_1$	$q_2$	$q_3$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	0	$\mathbf{v}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{v}_1 = E_{cc}$
1	1	0	$\mathbf{v}_2 = \sqrt{2}E_{cc}e^{j\pi/4}$
0	1	0	$\mathbf{v}_3 = E_{cc}e^{j\pi/2}$
0	1	1	$\mathbf{v}_4 = E_{cc}e^{j\pi}$
0	0	1	$\mathbf{v}_5 = \sqrt{2}E_{cc}e^{j5\pi/4}$
1	0	1	$\mathbf{v}_6 = E_{cc}e^{j3\pi/2}$
1	1	1	$\mathbf{v}_7 = 0$

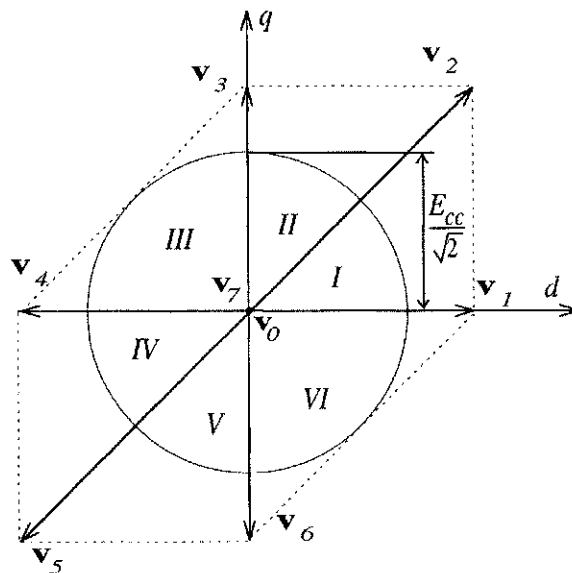


Figura 4.14: Vetores no plano  $dq$  com indicação dos setores definidos e a amplitude máxima para a tensão de fase da máquina bifásica.

Tabela 4.2: Identificação dos setores em função das tensões de referência.

Setores	Condição
<i>I</i>	$v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} > v_{sq}^{s*}$
<i>II</i>	$v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} \leq v_{sq}^{s*}$
<i>III</i>	$v_{sd}^{s*} \leq 0, v_{sq}^{s*} > 0$
<i>IV</i>	$v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} \leq 0, v_{sd}^{s*} < v_{sq}^{s*}$
<i>V</i>	$v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq v_{sq}^{s*}$
<i>VI</i>	$v_{sd}^{s*} \geq 0, v_{sq}^{s*} < 0$

podem assumir  $(E_{cc}/\sqrt{2})$ . Isto significa que o aproveitamento do barramento CC é melhor do que na situação em que se utiliza apenas dois braços  $(E_{cc}/2)$ .

### 4.7.2 PWM Vetorial

Levando em conta a disponibilidade de vetores nulos, a síntese do vetor de referência  $\mathbf{v}^*$  em um período do PWM  $T$ , será realizada utilizando os vetores que definem o setor no qual se localiza  $\mathbf{v}^*$  e os vetores nulos. Matematicamente, tem-se que:

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_n \frac{t_n}{T} + \mathbf{v}_{n+1} \frac{t_{n+1}}{T} + \mathbf{v}_0 \frac{t_0}{T} + \mathbf{v}_7 \frac{t_7}{T} \quad (4.56)$$

sendo que  $t_n, t_{n+1}, t_0$  e  $t_7$  devem ser positivos e  $T = t_n + t_{n+1} + t_0 + t_7$  ( $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  com  $n + 1 = 1$ , se  $n = 6$ ).

A identificação dos setores, no qual encontra-se  $\mathbf{v}^*$ , é realizada conforme mostra a tabela (4.2), ou seja, para cada condição satisfeita, encontra-se associado um setor.

Em seguida, é realizado o cálculo do tempo de aplicação dos vetores como segue:

$$\begin{aligned} \text{Setor I} & : v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} > v_{sq}^{s*} \\ t_1 & = (v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_2 = v_{sq}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.57)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor II} & : v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} \leq v_{sq}^{s*} \\ t_2 & = v_{sd}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_3 = (v_{sq}^{s*} - v_{sd}^{s*}) \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor III} & : v_{sd}^{s*} \leq 0, v_{sq}^{s*} > 0 \\ t_3 & = v_{sq}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_4 = -v_{sd}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.59)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor IV} & : v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} \leq 0, v_{sd}^{s*} < v_{sq}^{s*} \\ t_4 & = (v_{sq}^{s*} - v_{sd}^{s*}) \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_5 = -v_{sq}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.60)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor V} & : v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq v_{sq}^{s*} \\ t_5 & = -v_{sd}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_6 = (v_{sd}^{s*} - v_{sq}^{s*}) \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.61)$$

$$\begin{aligned} \text{Setor VI} & : v_{sd}^{s*} \geq 0, v_{sq}^{s*} < 0 \\ t_6 & = -v_{sq}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_1 = v_{sd}^{s*} \frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (4.62)$$

Definindo o fator de distribuição,  $\mu$ ,  $0 \leq \mu \leq 1$ , determina-se os valores de  $t_0$  e  $t_7$  da seguinte forma:

$$t_0 = \mu(T - t_n - t_{n+1}) \quad (4.63)$$

$$t_7 = (1 - \mu)(T - t_n - t_{n+1}) \quad (4.64)$$

Em síntese, a técnica de modulação pode ser descrita como segue:

i) Dado  $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$ , determina-se o setor atual, utilizando a tabela (4.2) e em seguida calcula-se  $t_n$  e  $t_{n+1}$ , utilizando uma das equações (4.57)-(4.62).

ii) Uma vez definido  $\mu$ , calcula-se  $t_0$  e  $t_7$ , segundo as equações (4.63) e (4.64).

### 4.7.3 PWM Escalar

A largura de pulso (tempo de condução das chaves, dados por  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_3$ ) dos braços do inversor, figura 4.15, pode ser determinada segundo:

$$\begin{aligned} \tau_1 & = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{sd}^{s*} \\ \tau_2 & = \frac{T}{2} + \frac{T}{E_{cc}} v_{sq}^{s*} \\ \tau_3 & = \frac{T}{2} \end{aligned}$$

Baseando-se nesta forma de cálculo das larguras de pulso, é notório que não é permitido uma amplitude maior do que  $E_{cc}/2$  para as tensões de fase. Entretanto, pode-se calcular o tempo de condução das chaves, através da abordagem vetorial. Para isto basta dispor do tempo de aplicação dos vetores e da identificação dos setores para fazer uso da tabela de cálculo do tempo de condução das chaves, tabela (4.3). Assim, a tensão de fase fica limitada a  $E_{cc}/\sqrt{2}$ , ao invés de  $E_{cc}/2$ .

## 4.8 Controle das Correntes e Fluxo Estatórico

Apesar das considerações feitas no capítulo 2, sobre a realização do controle de corrente em uma carga bifásica desequilibrada, considera-se relevante a análise baseada nas



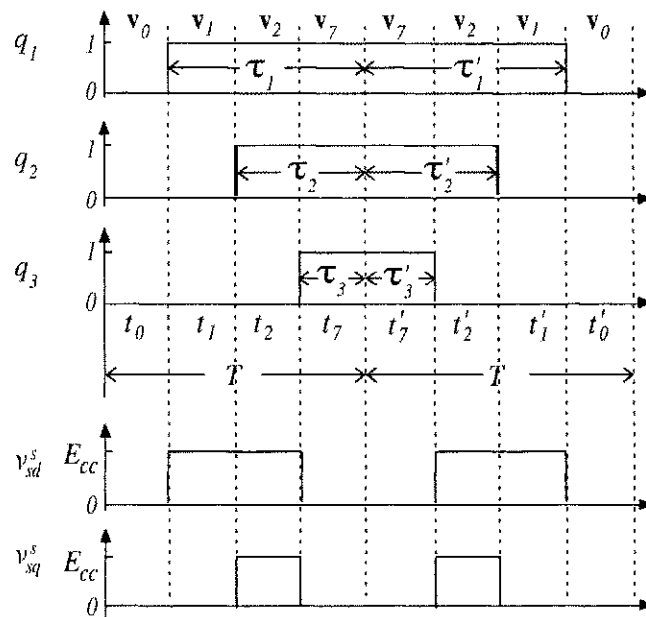


Figura 4.15: Largura de pulso das chaves  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_3$ , quando o vetor de referência encontra-se no *Setor I*, e as tensões de fase resultantes.

características próprias da máquina bifásica assimétrica. Assim, baseado no modelo de regime permanente, será justificado o uso não só dos controladores de dupla sequência, bem como, uma estratégia baseada na ação proporcional integral própria deste tipo de máquina.

Como o controle de corrente é muito mais usual do que o controle do fluxo estático, será feito em primeiro plano a análise do controle de corrente, ficando as considerações sobre o controle do fluxo para uma subseção posterior.

Tabela 4.3: Tabela de cálculo do tempo de condução das chaves.

<i>Setor I</i>	<i>Setor II</i>	<i>Setor III</i>
$\tau_1 = t_7 + t_2 + t_1$	$\tau_1 = t_7 + t_2$	$\tau_1 = t_7$
$\tau_2 = t_7 + t_2$	$\tau_2 = t_7 + t_2 + t_3$	$\tau_2 = t_7 + t_4 + t_3$
$\tau_a = t_7$	$\tau_a = t_7$	$\tau_a = t_7 + t_4$
<i>Setor IV</i>	<i>Setor V</i>	<i>Setor VI</i>
$\tau_1 = t_7$	$\tau_1 = t_7 + t_6$	$\tau_1 = t_1 + t_7 + t_6$
$\tau_2 = t_7 + t_4$	$\tau_2 = t_7$	$\tau_2 = t_7$
$\tau_a = t_7 + t_4 + t_5$	$\tau_a = t_7 + t_6 + t_5$	$\tau_a = t_7 + t_6$

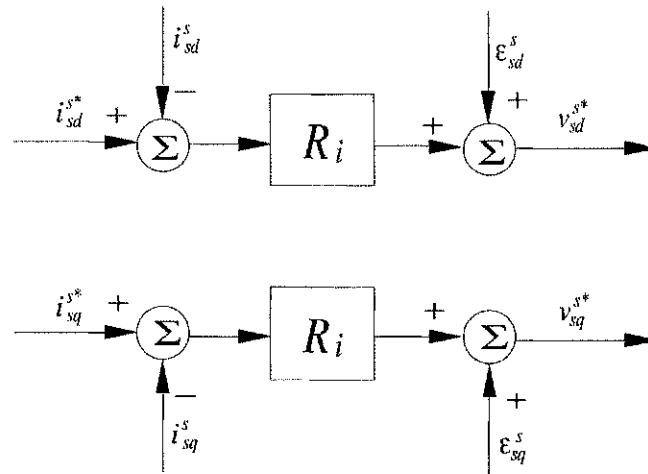


Figura 4.16: Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial assíncrono.

### 4.8.1 Controle de Corrente

Nas estratégias que solicitam um controle de corrente, em se tratando de uma máquina monofásica, é fundamental que o modelo tensão corrente seja bem compreendido. Isto porque o desequilíbrio existente entre os enrolamentos estatóricos compromete o desempenho do controle *PI*, quando aplicado de forma semelhante ao que se determina para um sistema equilibrado. Ou seja, quando se deseja realizar o controle de corrente de uma máquina equilibrada, é bastante comum a recomendação de um controlador *PI*, atuando sobre as variáveis transformadas para um referencial síncrono, para que a atuação ocorra sobre grandezas contínuas e o controlador tenha condições de garantir um erro nulo (ação do integrador) [64], [63], [66] e [93].

No que se refere a utilização de controladores *PI*, em aplicações que envolvem uma máquina bifásica desequilibrada, os estudos até então realizados permitem listar quatro estratégias básicas:

1. Atuação direta de dois controladores sobre as grandezas no referencial estatórico, figura 4.16.
2. Atuação de dois controladores sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono, conforme seria realizado para uma máquina equilibrada. Ou seja, a transformação de coordenadas para o referencial síncrono não leva em conta qualquer aspecto inerente à assimetria que o modelo da máquina apresenta, figura 4.17.
3. Atuação de dois controladores sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono, levando em conta as relações de amplitudes que as grandezas elétricas *dq* possuem, figura 4.18.

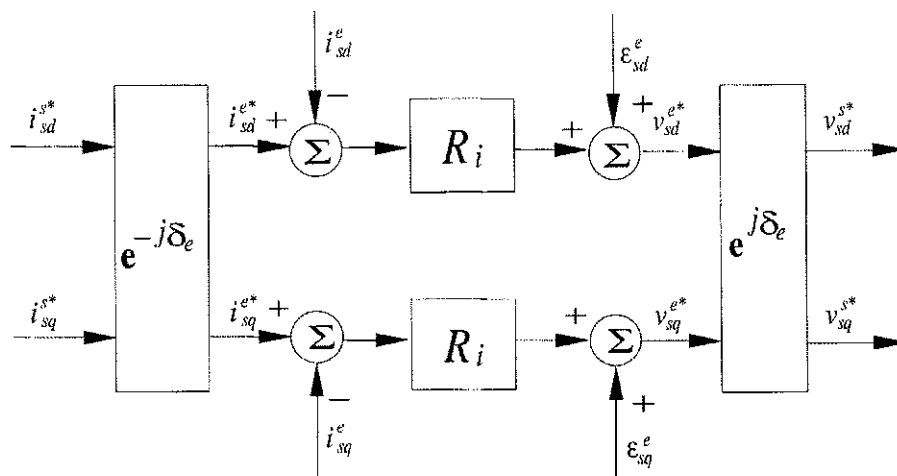


Figura 4.17: Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial síncrono sem compensação das amplitudes.

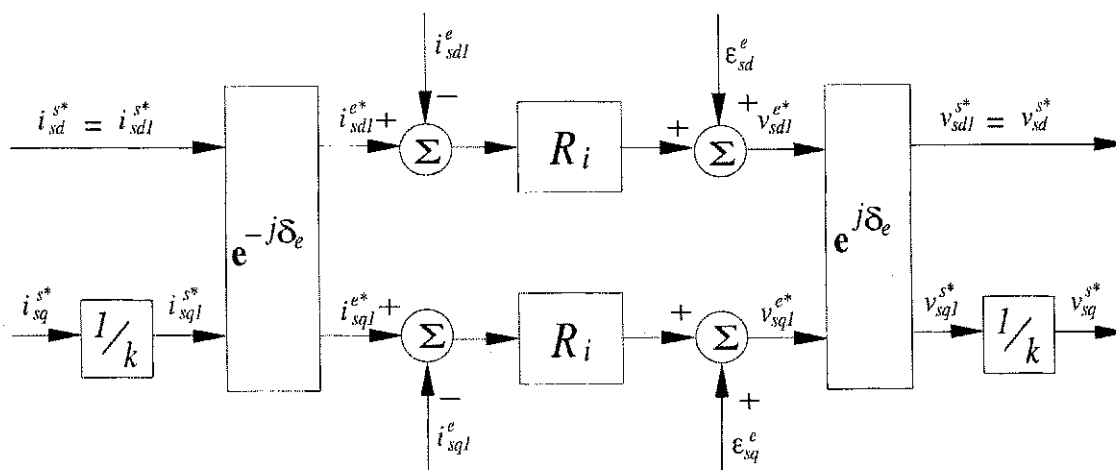


Figura 4.18: Diagrama de blocos para o controle de corrente no referencial síncrono com compensação das amplitudes.

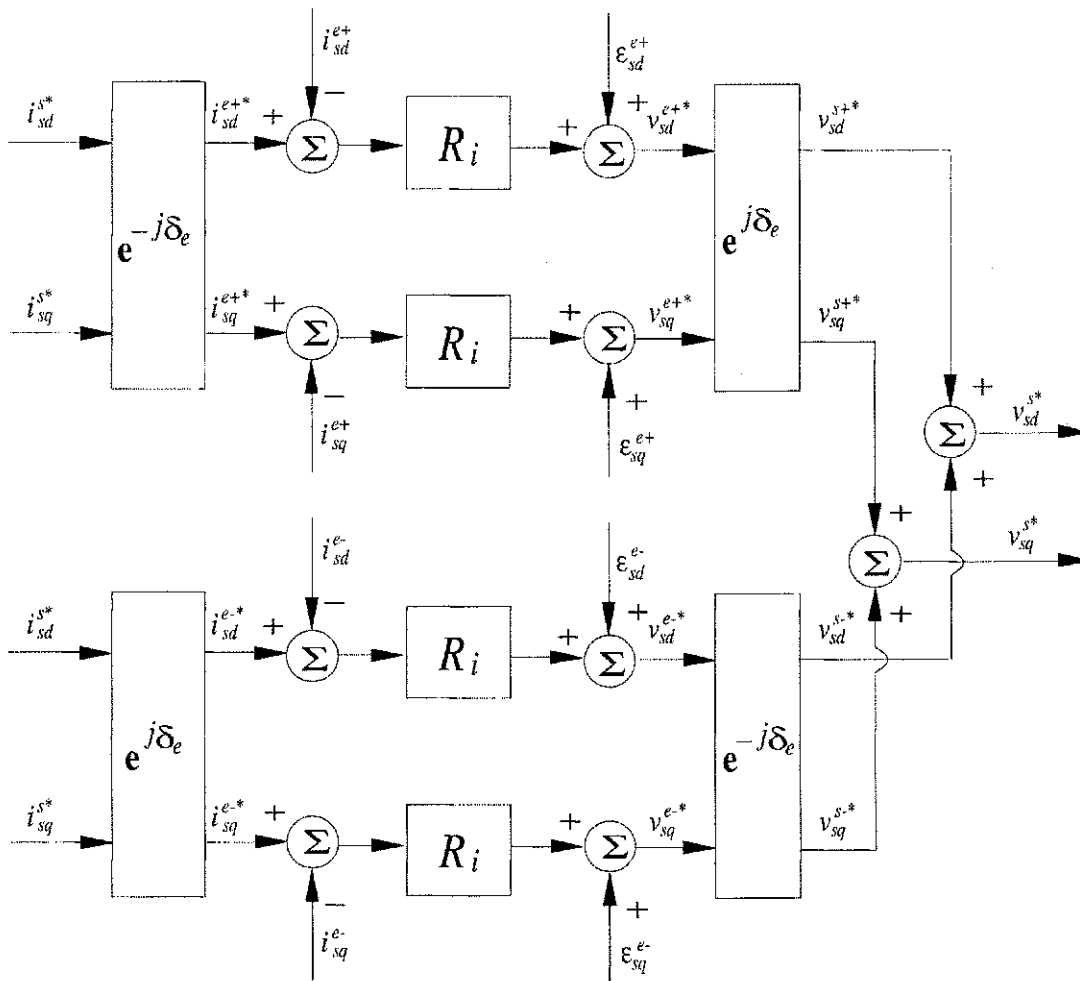


Figura 4.19: Diagrama de blocos para o controle de corrente nos referenciais de seqüência positiva e negativa.

4. Atuação de dois controladores sobre as grandezas transformadas para um referencial síncrono, adicionado a atuação de outros dois controladores sobre as mesmas grandezas transformadas para um referencial de seqüência negativa, figura 4.19.

Para cada um destes casos, são realizadas análises sobre os diferentes aspectos considerados em suas escolhas. No primeiro caso, resta muito pouco a acrescentar, mesmo levando em conta a diferença entre os enrolamentos estáticos. Fica apenas a ressalva de que os parâmetros dos controladores podem ser calculados de forma independente, a partir dos respectivos modelos corrente-tensão obtidos para cada eixo (4.11) e (4.12).

Na segunda alternativa, para a realização do controle das correntes estáticas, é aplicado sobre as correntes e tensões  $dq$  uma mudança no sistema de coordenadas. Em termos das correntes de referência, já ficou demonstrado, no desenvolvimento das estratégias de controle vetorial da máquina, que o funcionamento equilibrado implica

em:

$$\begin{aligned} i_{sd}^{s*} &= I_s \cos \omega_e t \\ i_{sq}^{s*} &= k I_s \sin \omega_e t \end{aligned}$$

Adotando o eixo  $d$  do referencial síncrono posicionado sobre o vetor resultante das correntes ( $i_{sdq}^{s*} = i_{sd}^{s*} + j i_{sq}^{s*}$ ) e o eixo  $q$  adiantando de  $90^\circ$  em relação ao eixo  $d$ , tem-se que a posição angular deste referencial é dada por  $\delta_e = \int \omega_e dt + \delta_e(0)$ . Como consequência, as correntes de referência, quando transformadas, são dadas por:

$$\begin{aligned} i_{sd}^{+*} &= \frac{(k+1)I_s}{2} - \frac{I_s(k-1)}{2} \cos 2\omega_e t \\ i_{sq}^{+*} &= \frac{(k-1)I_s}{2} \sin 2\omega_e t \end{aligned}$$

O que se percebe é a inevitável presença de termos senoidais, com uma frequência de  $2\omega_e$ , a serem processados pelos controladores. O resultado esperado é um erro de amplitude não nula a uma frequência de  $2\omega_e$ .

No terceiro caso, adota-se uma compensação nas amplitudes das grandezas controladas com a intenção de eliminar o termo alternante, na frequência de  $2\omega_e$ . De forma mais direta, ao invés de se trabalhar com  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$ , utiliza-se  $i_{sd1}^{s*}$  e  $i_{sq1}^{s*}$  como referências, eliminando as componentes alternadas, devido à transformação de referencial. Para manter a coerência, as variáveis originais, oriundas da máquina, devem ser tratadas de forma conveniente, i.é.,  $i_{sd1}^s = i_{sd}^s$  e  $i_{sq1}^s = \frac{i_{sq}^s}{k}$ . Em relação às tensões resultantes, é possível comprovar que, de forma aproximada, basta tomar  $v_{sd}^{s*} = v_{sd1}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*} \cong \frac{v_{sq1}^{s*}}{k}$ . Como resultado da atuação dos controladores, deve-se esperar pelas componentes  $v_{sd1}^{s*}$  e  $v_{sq1}^{s*}$ , por isto se faz necessário a presença do fator  $k$  após a saída dos controladores.

Para que esta compensação seja melhor compreendida, considere o seguinte modelo corrente-tensão, obtido a partir das equações (4.11) a (4.18) que resultam em:

$$v_{sd}^s = \left( r_{sd} + \frac{l_{sd}(1-\sigma_{sd})}{\tau_r} \right) i_{sd}^s + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sd}^s}{dt} + \varepsilon_{sd}^s \quad (4.65)$$

$$v_{sq}^s = \left( r_{sq} + \frac{l_{sq}(1-\sigma_{sq})}{\tau_r} \right) i_{sq}^s + \sigma_{sq} l_{sq} \frac{di_{sq}^s}{dt} + \varepsilon_{sq}^s \quad (4.66)$$

Nestas equações, os termos  $\varepsilon_{sd}^s$  e  $\varepsilon_{sq}^s$  correspondem as componentes da força contra eletro-motriz e são dados por:

$$\varepsilon_{sd}^s = -\frac{m_{srd}}{l_r} (\omega_r \phi_{rq}^s + \frac{\phi_{rd}^s}{\tau_r}) \quad (4.67)$$

$$\varepsilon_{sq}^s = \frac{m_{srq}}{l_r} (\omega_r \phi_{rd}^s - \frac{\phi_{rq}^s}{\tau_r}). \quad (4.68)$$

Aplicando a transformada de Laplace sobre as equações (4.65), (4.66), (4.67) e (4.68) com a finalidade de obter um modelo de regime permanente, têm-se:

$$V_{sd}^s(s) = R_d I_{sd}^s(s) + L_d j\omega_e I_{sd}^s(s) + E_{sd}^s(s) \quad (4.69)$$

$$V_{sq}^s(s) = R_q I_{sq}^s(s) + L_q j\omega_e I_{sq}^s(s) + E_{sq}^s(s) \quad (4.70)$$

com

$$E_{sd}^s(s) = -\frac{m_{srd}}{l_r} (\omega_r \Psi_{rq}^s(s) + \frac{\Psi_{rd}^s(s)}{\tau_r}) \quad (4.71)$$

$$E_{sq}^s(s) = \frac{m_{srq}}{l_r} (\omega_r \Psi_{rd}^s(s) - \frac{\Psi_{rq}^s(s)}{\tau_r}) \quad (4.72)$$

e  $R_d = r_{sd} + \frac{l_{sd}(1-\sigma_{sd})}{\tau_r}$ ;  $R_q = r_{sq} + \frac{l_{sq}(1-\sigma_{sq})}{\tau_r}$ ;  $L_d = \sigma_{sd} l_{sd}$ ;  $L_q = \sigma_{sq} l_{sq}$ . De antemão sabe-se que, no funcionamento equilibrado as seguintes relações são esperadas:  $I_{sd}^s(s) = jk I_{sd}^s(s)$ ,  $\Psi_{rq}^s(s) = j\Psi_{rd}^s(s)$  – veja as deduções da equação (4.26). Como consequência:  $E_{sq}^s(s) = \frac{j}{k} E_{sd}^s(s)$ . Substituindo as grandezas de eixo  $q$ , segundo as igualdades acima estabelecem, tem-se:

$$V_{sd}^s(s) = R_d I_{sd}^s(s) + L_d j\omega_e I_{sd}^s(s) + E_{sd}^s(s) \quad (4.73)$$

$$V_{sq}^s(s) = jR_q k I_{sd}^s(s) + jL_q j\omega_e k I_{sd}^s(s) + \frac{j}{k} E_{sd}^s(s) \quad (4.74)$$

Levando em conta os argumentos que permitiram obter a equação (4.38), é possível concluir que  $\frac{L_d}{L_q} \cong k^2$  e  $\frac{R_d}{R_q} \cong k^2$ . Desta forma, tem-se que  $V_{sq}^s(s) \cong \frac{j}{k} V_{sd}^s(s)$ , ou seja,  $\frac{A(v_{sd}^s)}{A(v_{sq}^s)} \cong k$ .

Como pode-se perceber, as expressões consistem em aproximações e mais uma vez caberá aos controladores atuar sobre uma grandeza alternada.

O desenvolvimento da quarta alternativa para realização deste controle mostra como efetuar, por completo, tal estratégia. A permanência de um termo CA aparece de forma clara quando o modelo corrente-tensão é apresentado na forma vetorial. Para tanto, considere as equações (4.65) e (4.66). Partindo do princípio que  $v_{sd1}^s = v_{sd}^s$ ,  $v_{sq1}^s = kv_{sq}^s$ ,  $\varepsilon_{sd1}^s = \varepsilon_{sd}^s$ ,  $\varepsilon_{sq1}^s = k\varepsilon_{sq}^s$ , tem-se:

$$v_{sd1}^s = \left( r_{sd} + \frac{l_{sd}(1-\sigma_{sd})}{\tau_r} \right) i_{sd1}^s + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sd1}^s}{dt} + \varepsilon_{sd1}^s \quad (4.75)$$

$$v_{sq1}^s = k^2 \left( r_{sq} + \frac{l_{sq}(1-\sigma_{sq})}{\tau_r} \right) i_{sq1}^s + k^2 \sigma_{sq} l_{sq1} \frac{di_{sq1}^s}{dt} + \varepsilon_{sq1}^s. \quad (4.76)$$

O modelo vetorial é obtido utilizando a transformação definida pela equação (2.12) de forma que:

$$v_{sdq1}^s = \frac{1}{2} (R_d + k^2 R_q) i_{sdq1}^s + \frac{1}{2} (L_d + k^2 L_q) \frac{di_{sdq1}^s}{dt} + \varepsilon_{sdq1}^s + \vartheta_{sdq1}^s \quad (4.77)$$

sendo:

$$\vartheta_{sdq1}^s = \frac{1}{2}(R_d - k^2 R_q)\tilde{i}_{sdq1}^s + \frac{1}{2}(L_d - k^2 L_q)\frac{d\tilde{i}_{sdq1}^s}{dt} \quad (4.78)$$

o termo que equaciona o desbalanceamento da porção  $RL$  da carga gerando vetores de sequência negativa. Para que o modelo vetorial seja descrito por uma equação diferencial cuja constante de tempo seja igual à apresentada no modelo de eixo  $d$ , será adicionado ao lado direito da equação (4.77) a parcela nula dada por  $\frac{1}{2}(R_d - R_d)i_{sdq1}^s + \frac{1}{2}(L_d - L_d)\frac{di_{sdq1}^s}{dt}$  de forma a reescrevê-la como segue:

$$v_{sdq1}^s = R_d i_{sdq1}^s + L_d \frac{di_{sdq1}^s}{dt} + \varepsilon_{sdq1}^s + \vartheta_{sdq1}^s \quad (4.79)$$

$$v_{sdq1}^s = \left(r_{sd} + \frac{l_{sd}(1 - \sigma_{sd})}{\tau_r}\right)i_{sdq1}^s + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sdq1}^s}{dt} + \varepsilon_{sd1}^s + \vartheta_{sdq1}^s \quad (4.80)$$

em consequência,  $\vartheta_{sdq1}^s$  passa a ser dado por:

$$\vartheta_{sdq1}^s = \vartheta_{sd1}^s + j\vartheta_{sq1}^s = j[(k^2 r_{sq} - r_{sd})i_{sq1}^s + (k^2 l_{sq} - l_{sd})\frac{di_{sq1}^s}{dt}] \quad (4.81)$$

Em se tratando da representação deste modelo em um referencial genérico, tem-se que:

$$v_{sdq1}^g = \left(r_{sd} + \frac{l_{sd}(1 - \sigma_{sd})}{\tau_r}\right)v_{sdq1}^g + \sigma_{sd} l_{sd} \frac{di_{sdq1}^g}{dt} + \varepsilon_{sdq1}^g + \vartheta_{sdq1}^g \quad (4.82)$$

com

$$v_{sdq1}^g = (v_{sd1}^s + jv_{sq1}^s)e^{-j\delta_g} \quad (4.83)$$

$$\varepsilon_{sdq1}^g = [\varepsilon_{sd1}^s + j\varepsilon_{sq1}^s + j\omega_g \sigma_{sd} l_{sd}(i_{sd1}^s + ji_{sq1}^s)]e^{-j\delta_g} \quad (4.84)$$

$$\vartheta_{sdq1}^g = (\vartheta_{sd1}^s + j\vartheta_{sq1}^s)e^{-j\delta_g} \quad (4.85)$$

Assim, conclui-se que  $\vartheta_{sdq1}^g$  corresponde à parcela não compensada pela estratégia  $PI$  realizada em um referencial de sequência positiva. De um outro modo, tal como demonstrado no capítulo 2, o controlador de dupla sequência deve garantir um erro de corrente nulo. No presente caso, é possível mostrar como se dá a compensação deste termo. Como ponto de partida, deve-se observar que as componentes  $dq$  do vetor de tensão, quando se deseja impor correntes tais que  $i_{sd}^{s*} = i_{sd1}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*} = ki_{sq1}^{s*}$ , não constituem termos de mesma amplitude e, além disto, possuem uma defasagem diferente de  $90^\circ$ , conforme denuncia o termo  $\vartheta_{sdq1}^s$ , pertinente ao modelo corrente-tensão, quando apresentado na forma vetorial.

Levando em conta estas hipóteses, não chega a ser surpresa a expectativa de que as componentes das tensões de referência, realmente, possam ser representadas por

$$v_{sd}^{s*} = V_s \cos(\omega_e t + \varphi_v)$$

$$v_{sq}^{s*} = k' V_s \sin(\omega_e t + \varphi_v + \theta)$$

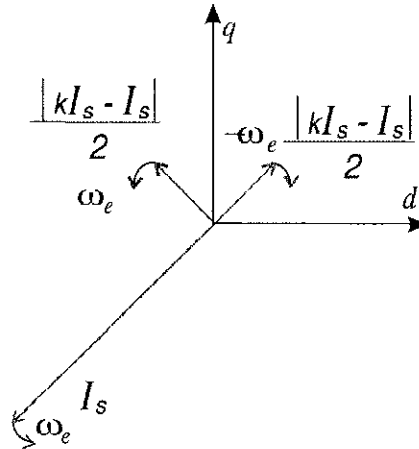


Figura 4.20: Representação vetorial da corrente estatórica com as componentes de seqüência positiva e negativa.

onde  $\varphi_v$  é a defasagem entre o vetor corrente e o vetor de tensão,  $\theta$  descreve a defasagem adicional que a componente  $q$  possui devido à assimetria dos enrolamentos estatóricos e  $k'$  é uma constante associada à diferença entre as amplitudes das componentes das tensões de eixo  $d$  e  $q$ .

Uma vez que as correntes esperadas para o funcionamento equilibrado da máquina são descritas por  $i_{sd}^{s*} = I_s \cos \omega_e t$  e  $i_{sq}^{s*} = kI_s \sin \omega_e t$ , então, é possível reestruturar estas expressões de forma que:

$$\begin{aligned} i_{sd}^{s*} &= I_s \cos \omega_e t \\ i_{sq}^{s*} &= I_s \sin \omega_e t + \frac{(kI_s - I_s)}{2} (\sin \omega_e t + j \cos \omega_e t) + \frac{(kI_s - I_s)}{2} (\sin \omega_e t - j \cos \omega_e t) \end{aligned}$$

Na forma vetorial, tem-se:

$$\begin{aligned} i_{sdq}^{s*} &= i_{sd}^{s*} + j i_{sq}^{s*} \\ &= I_s e^{j\omega_e t} + \frac{(kI_s - I_s)}{2} e^{j\omega_e t} + \frac{(kI_s - I_s)}{2} e^{-j\omega_e t} \end{aligned}$$

Ou seja, o termo pulsante, dado por  $(kI_s - I_s) \sin \omega_e t$ , passa a ser representado por vetores girantes com sentidos opostos entre si e com amplitude igual a  $\frac{(kI_s - I_s)}{2}$ . Ainda sobre esta última expressão, deve-se observar um vetor dominante cuja amplitude é constante e igual  $I_s$ , girando no mesmo sentido de uma das componente identificadas anteriormente, figura 4.20. Sob o ponto de vista do referencial estatórico, fica claro a existência de vetores girando na frequência de  $\omega_e$  e  $-\omega_e$ . Para os vetores que giram na frequência de  $\omega_e$  possam ter suas componentes constantes, é necessário que as variáveis sejam transformadas para um sistema de coordenadas que, também, realize uma rotação na frequência de  $\omega_e$ . Neste caso, os vetores, cuja frequência era de  $-\omega_e$ ,



apresentam-se a uma frequência de  $-2\omega_e$ . Em um raciocínio análogo, pode-se concluir que para os vetores que giram na frequência de  $-\omega_e$  possam apresentar componentes constantes, faz-se necessário uma transformação que leve as componentes do referencial estacionário para um referencial que sofre rotação a uma frequência, também, de  $-\omega_e$ . Neste caso, os vetores que tinham uma velocidade angular correspondente a  $\omega_e$  apresentam-se girando a uma frequência de  $2\omega_e$ . Assim, tal como realizado no capítulo 2, é possível definir os vetores  $i_{sdq}^s = e^{j\delta_e} i_{sdq}^+ = e^{-j\delta_e} i_{sdq}^+$ . Ou seja, transportando as componentes  $i_{sd}^{s*}$  e  $i_{sq}^{s*}$ , para o referencial  $+$ , obtém-se:

$$i_{sdq}^{+*} = \frac{(kI_s + I_s)}{2} - \frac{(kI_s - I_s)}{2} e^{-j2\delta_e}$$

A realização do mesmo procedimento para o referencial  $-$  leva a

$$i_{sdq}^{-*} = \frac{(kI_s + I_s)}{2} e^{j2\delta_e} - \frac{(kI_s - I_s)}{2}$$

Desta forma, a ação duplicada dos controladores permite a atuação destes, sobre todas as componentes do vetor como se fossem grandezas contínuas. Conseqüentemente, as saídas destes controladores devem ser adicionadas, tornando possível a determinação das tensões de referência

$$\begin{aligned} v_{sd}^{s*} &= V_s \cos(\omega_e t + \varphi_v) \\ v_{sq}^{s*} &= k' V_s \sin(\omega_e t + \varphi_v + \theta) \end{aligned}$$

Uma vez analisado sob o ponto de vista dos referenciais  $+$  e  $-$ , observa-se que o vetor resultante é constituído das seguintes componentes:

$$\begin{aligned} v_{sdq}^{+*} &= V_s \cos \varphi_v + j V_s \sin \varphi_v + \frac{(k' V_s \cos \theta - V_s)}{2} [-\cos(2\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(2\omega_e t + \varphi_v)] + \\ &+ \frac{(k' V_s \cos \theta - V_s)}{2} (\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v) + \frac{k' V_s \sin \theta}{2} (-\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v) + \\ &+ \frac{k' V_s \sin \theta}{2} [\sin(2\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(2\omega_e t + \varphi_v)] \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} v_{sdq}^{-*} &= V_s \cos(2\omega_e t + \varphi_v) + j V_s \sin(2\omega_e t + \varphi_v) + \frac{(k' V_s \cos \theta - V_s)}{2} (-\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v) + \\ &+ \frac{(k' V_s \cos \theta - V_s)}{2} [\cos(2\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(2\omega_e t + \varphi_v)] + \\ &+ \frac{k' V_s \sin \theta}{2} [-\sin(2\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(2\omega_e t + \varphi_v)] + \frac{k' V_s \sin \theta}{2} (\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v) \end{aligned}$$

Em outros termos, espera-se que o controlador responsável pelo processamento das grandezas transformadas para o referencial  $+$  fique responsável, em suas saídas,

pelas parcelas  $V_s \cos \varphi_v + jV_s \sin \varphi_v$ ,  $\frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}(\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v)$  e  $\frac{k'V_s \sin \theta}{2}(-\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v)$ . Já o controle no referencial  $-$  apresentará as parcelas  $\frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}(-\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v)$  e  $\frac{k'V_s \sin \theta}{2}(\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v)$ . Quando transformados para o referencial estático, ocorrerá que:

$$\begin{aligned}
 v_{sdq}^{s+*} &= [V_s \cos \varphi_v + jV_s \sin \varphi_v + \frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}(\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v) \\
 &\quad + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}(-\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v)]e^{j\delta_e} \\
 &= V_s \cos(\omega_e t + \varphi_v) + jV_s \sin(\omega_e t + \varphi_v) + \\
 &\quad + \frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}[\cos(\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(\omega_e t + \varphi_v)] + \\
 &\quad + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}[-\sin(\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(\omega_e t + \varphi_v)] \\
 v_{sdq}^{s-*} &= [\frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}(-\cos \varphi_v + j \sin \varphi_v) + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}(\sin \varphi_v + j \cos \varphi_v)]e^{-j\delta_e} \\
 &= \frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}[-\cos(\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(\omega_e t + \varphi_v)] + \\
 &\quad + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}[-\sin(\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(\omega_e t + \varphi_v)]
 \end{aligned}$$

Como  $v_{sdq}^{s*} = v_{sdq}^{s+*} + v_{sdq}^{s-*}$ , então

$$\begin{aligned}
 v_{sdq}^{s*} &= V_s \cos(\omega_e t + \varphi_v) + jV_s \sin(\omega_e t + \varphi_v) + \\
 &\quad + \frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}[-\cos(\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(\omega_e t + \varphi_v)] + \\
 &\quad + \frac{(k'V_s \cos \theta - V_s)}{2}[\cos(\omega_e t + \varphi_v) + j \sin(\omega_e t + \varphi_v)] + \\
 &\quad + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}[-\sin(\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(\omega_e t + \varphi_v)] + \\
 &\quad + \frac{k'V_s \sin \theta}{2}[\sin(\omega_e t + \varphi_v) + j \cos(\omega_e t + \varphi_v)]
 \end{aligned}$$

ou ainda,  $v_{sdq}^{s*} = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$ , onde

$$\begin{aligned}
 v_{sd}^{s*} &= V_s \cos(\omega_e t + \varphi_v) \\
 v_{sq}^{s*} &= k'V_s \sin(\omega_e t + \varphi_v + \theta)
 \end{aligned}$$

com  $k' \cong \frac{1}{k}$ .

## 4.8.2 Controle de Fluxo

Para a realização do controle de fluxo estático, prevalecem as mesmas considerações do controle de corrente. Ou seja, determina-se o modelo fluxo-tensão, utilizando as

equações (4.11), (4.12) e (4.15)-(4.18), de onde obtém-se que:

$$v_{sd}^s = \frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{sd}^s + \frac{d\phi_{sd}^s}{dt} - \frac{m_{srd}}{l_r\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{rd}^s \quad (4.86)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sigma_{sq}\tau_{sq}}\phi_{sq}^s + \frac{d\phi_{sq}^s}{dt} - \frac{m_{srq}}{l_r\sigma_{sq}\tau_{sq}}\phi_{rq}^s \quad (4.87)$$

Uma vez que  $\phi_{sd}^s = \phi_{sd1}^s$ ,  $\phi_{sq}^s = \frac{1}{k}\phi_{sq1}^s$ ,  $v_{sd}^s = v_{sd1}^s$ ,  $v_{sq}^s = \frac{1}{k}v_{sq1}^s$ , então é possível reescrever as equações acima em termos de  $\phi_{sd1}^s$ ,  $\phi_{sq1}^s$ ,  $v_{sd1}^s$  e  $v_{sq1}^s$ , ou seja:

$$v_{sd1}^s = \frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{sd1}^s + \frac{d\phi_{sd1}^s}{dt} - \frac{m_{srd}}{l_r\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{rd}^s + \zeta_{sd1}^s \quad (4.88)$$

$$v_{sq1}^s = \frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{sq1}^s + \frac{d\phi_{sq1}^s}{dt} - \frac{m_{srd}}{l_r\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{rq}^s + \zeta_{sq1}^s$$

onde  $\zeta_{sd1}^s = 0$  e  $\zeta_{sq1}^s = -\left(\frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}} - \frac{1}{\sigma_{sq}\tau_{sq}}\right)(\phi_{sq1}^s - \frac{m_{srd}}{l_r}\phi_{rq}^s)$ . Na forma vetorial, tem-se que:

$$v_{sdq1}^s = \frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{sdq1}^s + \frac{d\phi_{sdq1}^s}{dt} - \frac{m_{srd}}{l_r\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{rdq}^s + \zeta_{sdq1}^s$$

com  $\zeta_{sdq1}^s = \zeta_{sd1}^s + j\zeta_{sq1}^s$ . Em um referencial genérico, tem-se que:

$$v_{sdq1}^g = \frac{1}{\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{sdq1}^g + \frac{d\phi_{sdq1}^g}{dt} + j\omega_g\phi_{sdq1}^g - \frac{m_{srd}}{l_r\sigma_{sd}\tau_{sd}}\phi_{rdq}^g + \zeta_{sdq1}^g$$

Desta forma, quando a malha mais interna do sistema de controle atuar sobre o fluxo estático, será possível aplicar uma das quatro estratégias de controle consideradas na subseção anterior. No presente caso, o objetivo consiste em impor o fluxo tal qual espera-se na representação da figura 4.13.

Considerando que, na entrada ou saída dos controladores que atuam no referencial  $+$  ou  $-$ , estarão presentes termos alternantes, na frequência de  $2\omega_e$ , espera-se que a opção mais eficiente seja a do controlador que atua sobre as grandezas de sequência positiva e negativa. Atendendo a assimetria da máquina, faz-se necessário determinar os fatores de compensação entre as componentes do vetor fluxo estático para que a máquina possa operar sem oscilações no conjugado eletromagnético. De acordo com a expressão simplificada para o cálculo do conjugado eletromagnético dada por (4.38), pode-se considerar suficiente adotar amplitudes tais que  $\frac{\mathcal{A}(\phi_{sd}^s)}{\mathcal{A}(\phi_{sq}^s)} \cong k$ . Nestas condições, é possível justificar a utilização das componentes compensadas  $\phi_{sd1}^s = \phi_{sd}^s$  e  $\phi_{sq1}^s = k\phi_{sq}^s$  na figura 4.13. No cálculo dos valores de referência, tem-se  $\phi_{sd1}^{s*} = \phi_{s1}^s \cos \delta_a^*$  e  $\phi_{sq1}^{s*} = \phi_{s1}^s \sin \delta_a^*$ . Já para a determinação dos valores das componentes reais, é realizada a integração dos termos  $v_{sd}^s - r_{sd}i_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s - r_{sq}i_{sq}^s$ , ou seja

$$\phi_{sd1}^s = \int (v_{sd}^s - r_{sd}i_{sd}^s) dt$$

$$\phi_{sq1}^s = k \int (v_{sq}^s - r_{sq}i_{sq}^s) dt.$$

Como pode-se verificar desde já, a proposta não consiste em uma solução exata, porém trata com aproximações que possuem um mesmo grau de simplicidade das demais, apresentadas neste trabalho. Por este motivo, é que se faz uma avaliação de como ocorre seu funcionamento.

## 4.9 Resultados de Simulações

As simulações desenvolvidas em linguagem de programação C, utilizando o método de Runge-Kutta de 4ª ordem, tiveram como motivação atender aos seguintes propósitos:

- Avaliar o desempenho dos sistemas com 2 e 3 braços, em termos de distorção harmônica;
- Ilustrar o funcionamento do motor monofásico, utilizando fontes independentes para alimentação de seus enrolamentos, em malha aberta;
- Avaliar as estratégias de controle de corrente ou fluxo estatórico como sendo a malha mais interna de controle;
- Avaliar as estratégias de controle com orientação pelo campo.

Como forma de comparar o sistema de 2 braços (4 chaves) com o de 3 braços (6 chaves), na realização do acionamento de uma máquina monofásica, foi realizado o cálculo da WTHD para ambos os sistemas, em função do índice de modulação. O procedimento do cálculo é o mesmo adotado no capítulo 4.

Antes de comparar os resultados é interessante notar que para o sistema com 3 braços  $\mu$  está relacionado com a distribuição da roda livre, no caso vetorial, vetores nulos. O mesmo não ocorre para o sistema com 2 braços, no qual, não há vetores nulos. Na figura 4.21 encontram-se os resultados de simulações para o inversor com 2 braços utilizando apenas 3 vetores, e para o inversor com 3 braços para os casos em que  $\mu = 0$ ,  $\mu = 1$  ou  $\mu = 0.5$ . Para manter o mesmo número de comutações, em um período do sinal a ser sintetizado (para todos os casos) o período do PWM quando  $\mu = 0$  ou  $\mu = 1$  fica definido como sendo 2/3 do período definido para os demais casos.

Uma outra observação importante refere-se ao aproveitamento do barramento DC. Para o inversor com 3 braços, amplitude máxima do vetor de tensão resultante e  $E_{cc}/\sqrt{2}$ , enquanto que para o sistema com 2 braços esta amplitude é de  $E_{cc}/2$ . Assim, diante deste fato e dos resultados apresentados na figura 4.21 percebe-se que para fins de um melhor desempenho em termos de WTHD, na medida que não se utiliza o ponto

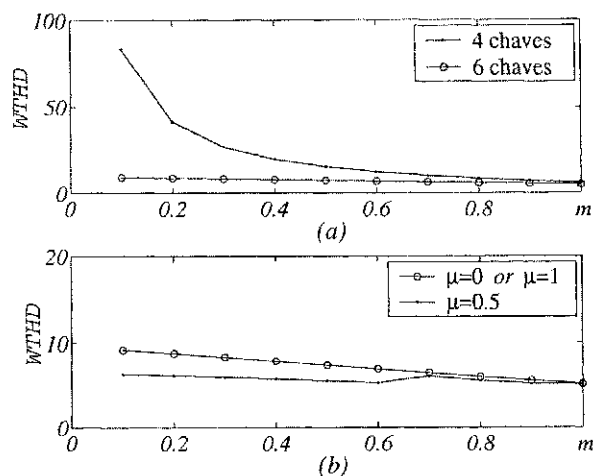


Figura 4.21: Análise harmônica das tensões de saída. (a) Inversor com 4 ou 6 chaves. (b) Inversor com 6 chaves para diferentes valores de  $\mu$ .

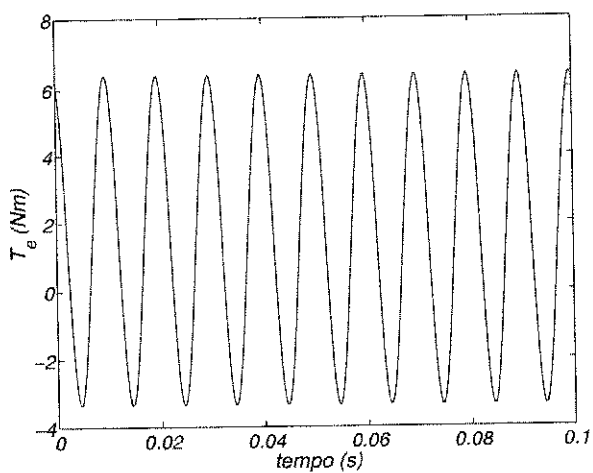
central do banco capacitivo, a escolha do inversor com 3 braços é recomendada. Por outro lado, é necessário utilizar um braço a mais no inversor, o que o torna mais caro.

Independentemente do que esteja sendo focado, sempre que necessário, serão apresentados resultados nos quais a fonte de tensão opera segundo o princípio PWM. Afora isto, utiliza-se fontes ideais, para tornar possível uma melhor observação dos efeitos decorrentes da assimetria da máquina.

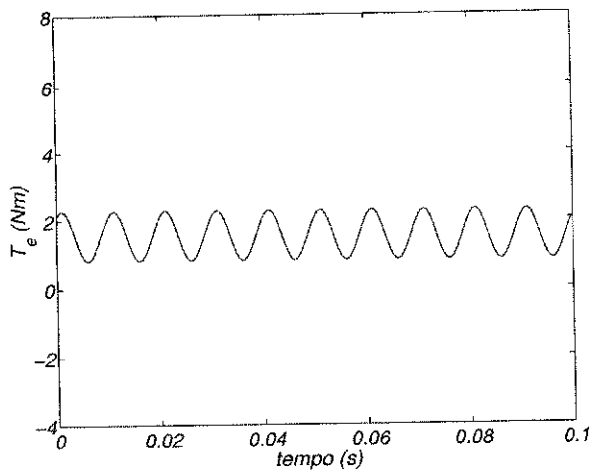
Reiterando as colocações sobre o funcionamento de um motor monofásico, quando possui seus dois enrolamentos alimentados por meio de fontes independentes, são ilustradas, na figura 4.22, quatro situações descritas a seguir:

1. Alimentação em tensão com amplitudes idênticas para os dois enrolamentos, i.e.,  $\mathcal{A}(v_{sd}^s) = \mathcal{A}(v_{sq}^s)$ , figura 4.22a;
2. Alimentação em tensão com amplitudes diferenciadas para os dois enrolamentos, i.e.,  $\mathcal{A}(v_{sd}^s) = k\mathcal{A}(v_{sq}^s)$ , figura 4.22b;
3. Alimentação em corrente com amplitudes idênticas para os dois enrolamentos, i.e.,  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)$ , figura 4.22c;
4. Alimentação em corrente com amplitudes diferenciadas para os dois enrolamentos, i.e.,  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)/k$ , figura 4.22d;

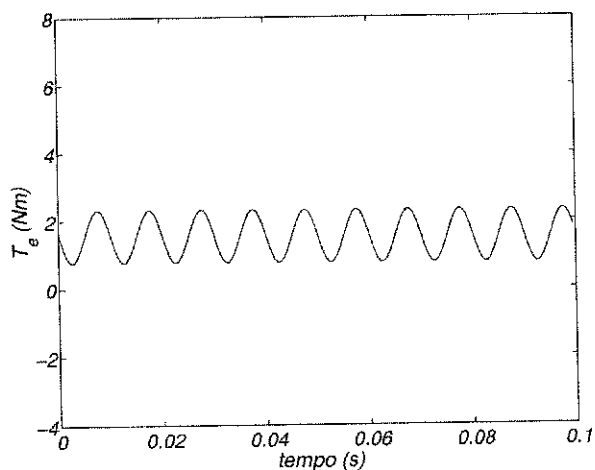
Como pode-se observar, os argumentos utilizados para o desenvolvimento do controle indireto orientado pelo fluxo rotórico podem ser validados por esta análise numérica, na qual é notório que, havendo uma compensação nas amplitudes das correntes  $i_{sd}^s$  e  $i_{sq}^s$ ,



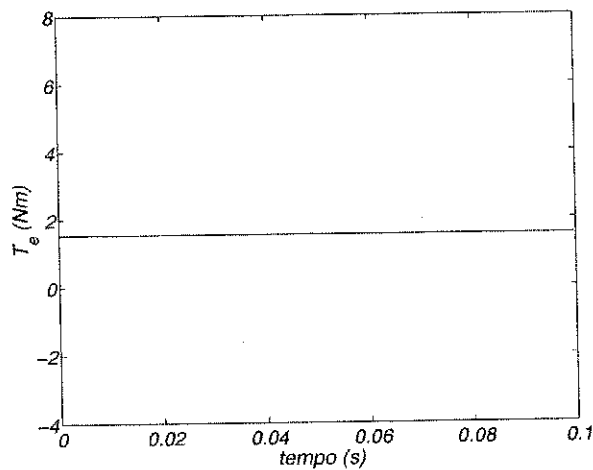
(a)  $\mathcal{A}(v_{sd}^s) = \mathcal{A}(v_{sq}^s)$ .



(b)  $\mathcal{A}(v_{sd}^s) = k\mathcal{A}(v_{sq}^s)$ .

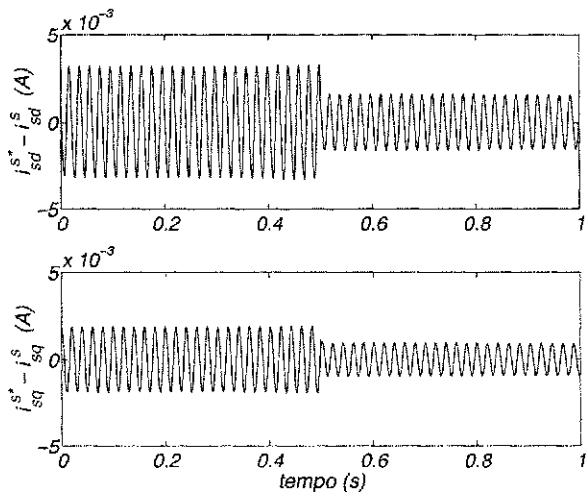


(c)  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)$ .

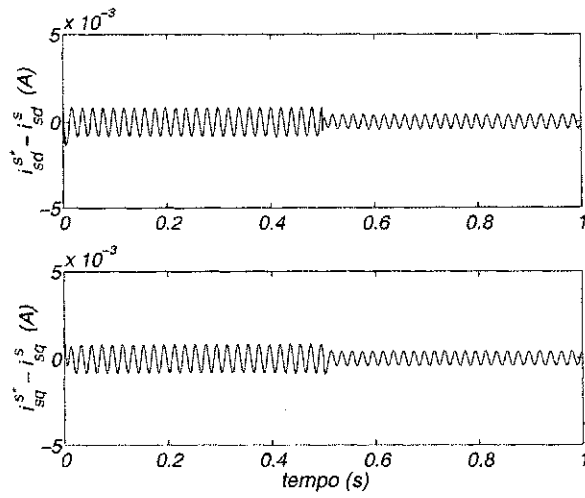


(d)  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)/k$ .

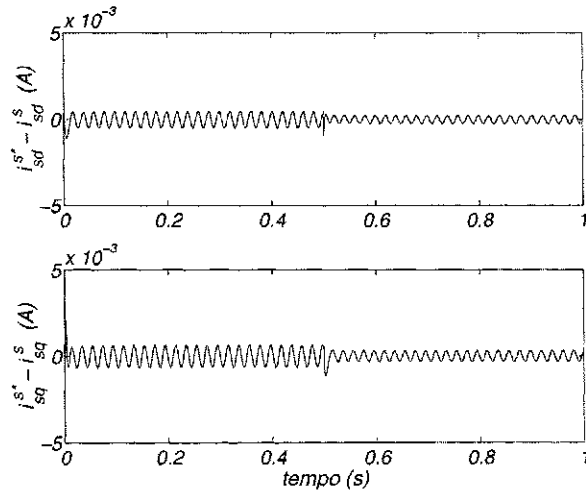
Figura 4.22: Características do torque eletromagnético para diferentes formas de alimentação da máquina.



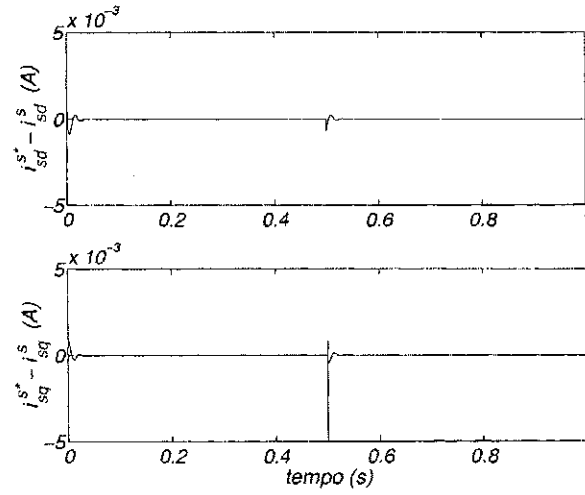
(a) Controle no referencial estacionário.



(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.



(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.



(d) Controlador duplo.

Figura 4.23: Avaliação das diferentes estratégias para o controle das correntes.

o conjugado eletromagnético resultante fica livre de oscilações. De uma outra forma, a figura 4.22b mostra que a compensação das amplitudes das tensões é uma forma de reduzir as pulsações naturais, pertinentes ao conjugado eletromagnético, de um motor monofásico.

Tomando o perfil da curva do conjugado eletromagnético ilustrado na figura 4.22d como referência básica para o funcionamento do motor monofásico, fica a comprovação de que: para coibir as oscilações pertinentes a este tipo de máquina é necessário impor  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)/k$ .

Diante deste fato, e levando em conta a indisponibilidade de uma fonte de corrente para alimentação de uma máquina frente a necessidade de imposição das correntes na implementação de estratégias que envolvem o controle de fluxo e do conjugado, se faz necessário a avaliação do comportamento da malha de corrente.

A importância atribuída ao controle de corrente, neste trabalho, advém do fato de que, invariavelmente, a corrente apresenta componentes de sequência negativa, qualquer que seja o referencial de atuação dos controladores. Considerando que quatro diferentes implementações envolvendo controladores *PI* foram submetidas a estudo, são apresentados, na figura 4.23, os erros resultantes entre as correntes de referência e as correntes nos enrolamentos. Neste estudo, considerou-se que para a corrente de referência do enrolamento auxiliar (eixo d) foi estabelecido inicialmente um valor de amplitude igual a  $1.5A$ , na frequência de  $60Hz$ . Transcorrido a metade do tempo total da simulação, este valor de amplitude passa a ser metade do valor inicial, permanecendo assim até o final. No enrolamento principal (eixo q), é aplicado um mesmo transitório, sendo que a amplitude da corrente, para qualquer instante, obedece a seguinte relação:  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)/k$ .

Conforme é possível observar, apenas a ação dupla dos controladores *PI* nos referenciais das componentes de sequência positiva e negativa, representados na figura 4.19, é capaz de levar o erro entre as correntes de referência e as correntes na máquina para um valor nulo, figura 4.23d. No que diz respeito as demais estratégias descritas nas figuras 4.16, 4.17 e 4.18, pode-se observar que, na medida em que são adicionados recursos para o controlador *PI*, consegue-se uma melhoria em seu desempenho - figuras 4.23a, 4.23b e 4.23c. Todavia, nenhuma das três estratégias mostrou-se capaz de levar o erro de regime permanente para zero. Além disto, na medida em que a frequência elétrica aumenta, diminui a eficiência destes controladores.

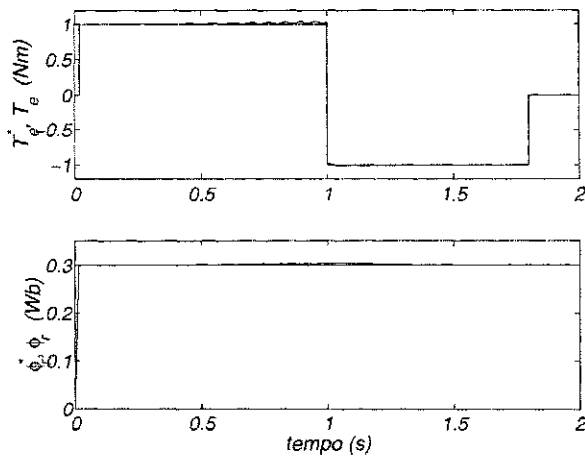


### 4.9.1 Controle Indireto Orientado pelo Fluxo Rotórico

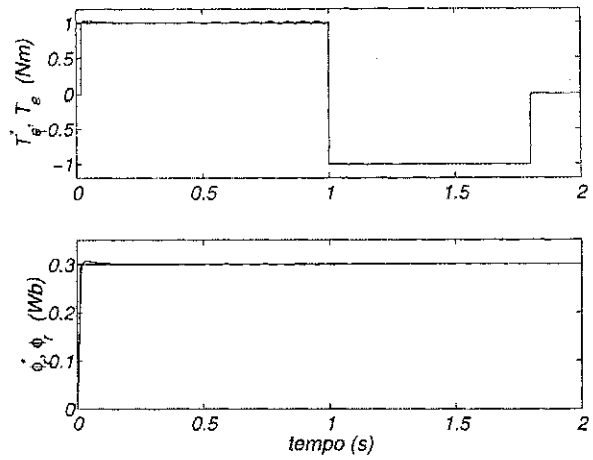
Tendo em vista o comportamento das estratégias *PI* para a realização do controle de corrente, fica mais fácil comentar os resultados obtidos para o controle indireto orientado pelo fluxo rotórico. Uma vez que, neste trabalho, não se faz maiores considerações sobre o conhecimento dos parâmetros da máquina, é notório que a determinação de  $i_{sd1}^{b*}$ ,  $i_{sq1}^{b*}$  e  $\omega_{br}^*$ , sempre que forem fornecidos os valores de  $T_e^*$  e  $\phi_r^*$ , trata-se de uma questão algébrica. Desta forma, o que passa a ter maior relevância é o controle das correntes. Assim, na figura 4.24, são apresentados os resultados do controle com orientação pelo fluxo, obtidos para as diferentes implementações dos controladores de corrente. O objetivo é mostrar que nas situações, em que o controlador de dupla sequência não é utilizado o conjugado eletromagnético permanece oscilatório. Nestes estudos, não há uma preocupação com o procedimento de magnetização da máquina, apenas preza-se para que só seja aplicada a primeira variação do conjugado de referência após o fluxo rotórico ter sido estabelecido. Por conseguinte, aplica-se um degrau no valor de referência de forma que este valor sai de 0 para 1 Nm. No instante equivalente a 1 s, é aplicado um novo degrau que leva o valor do conjugado de 1 Nm para -1 Nm. Como consequência da ocorrência de mais um degrau, o valor de referência do conjugado passa a ser 0 a partir do instante 1.8 s.

Tendo em vista que esta estratégia supõe a presença de um sensor de velocidade, o que nem sempre é desejável, foi testado uma variante desta estratégia na qual a frequência elétrica é obtida a partir de um controlador *PI* que atua sobre o erro do conjugado, (veja a figura 4.11). Nesta situação, não foi observado maiores problemas na geração de  $\omega_b^*$ , sempre que se consegue um bom ajuste para os ganhos deste controlador. Os valores adotados para os ganhos proporcional e integral obedeceram a mesma relação dos ganhos dos controladores de corrente, levando em conta que a constante de tempo utilizada para o cálculo destes valores foi cerca de 50 vezes maior do que a adotada para a fonte de tensão. Além dos resultados obtidos para uma situação onde se utilizou uma fonte de tensão ideal, foi também testada a versão na qual a máquina é alimentada por uma fonte que utiliza os princípios da modulação PWM, figura 4.25. Nesta mesma figura, encontra-se a curva de evolução da velocidade da máquina, decorrente do conjugado de referência imposto.

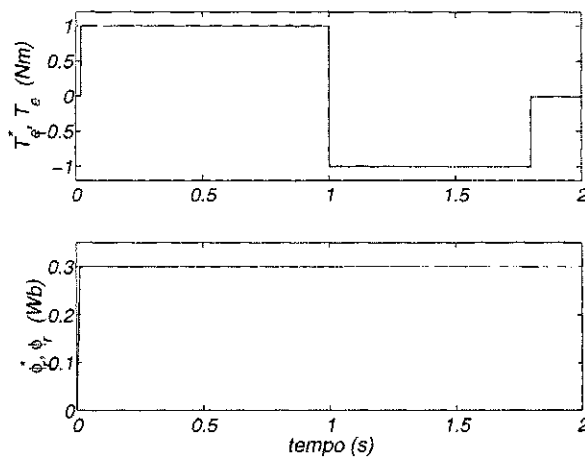
Diante do exposto, pode-se concluir que o controle com orientação pelo fluxo rotórico é realizável e que, a depender da estratégia adotada para o controle de corrente, verifica-se uma total equivalência entre uma máquina monofásica e uma trifásica, sob o ponto de vista operacional.



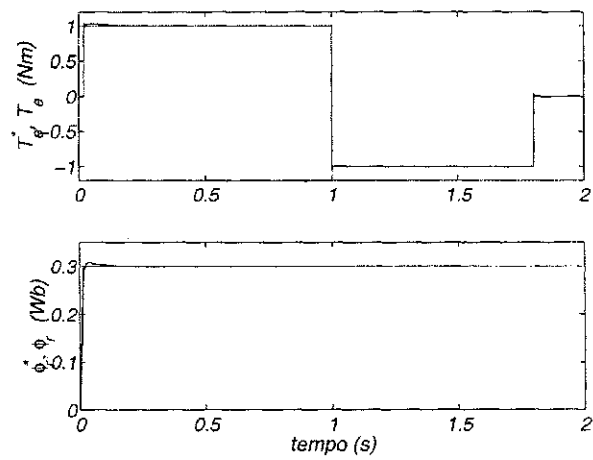
(a) Controle no referencial assíncrono.



(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.



(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.



(d) Controlador duplo.

Figura 4.24: Controle indireto orientado pelo fluxo rotórico aplicado a uma máquina monofásica.

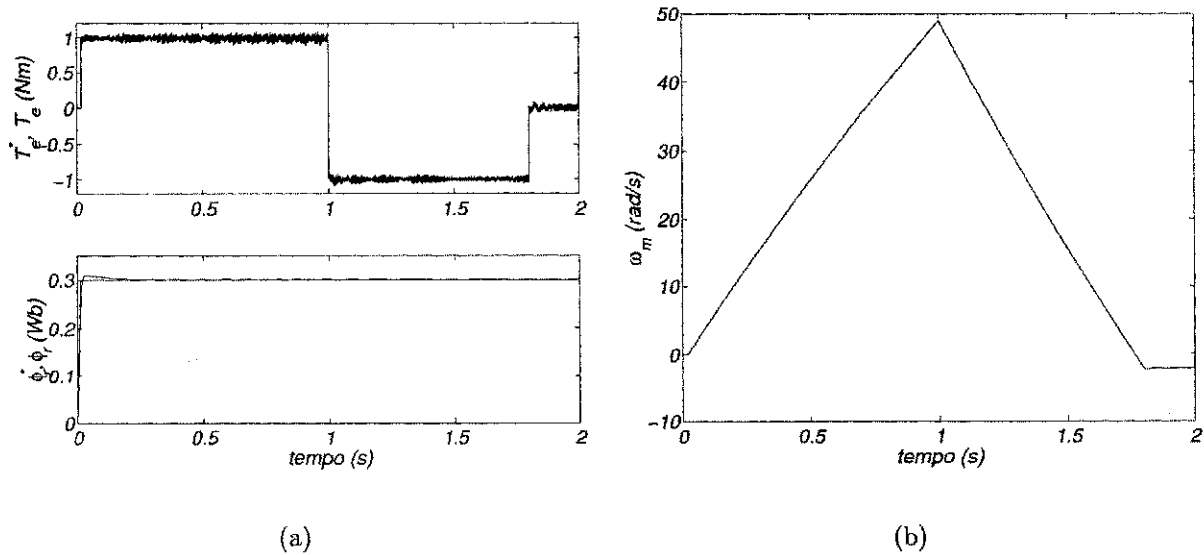


Figura 4.25: Controle indireto orientado pelo fluxo rotórico aplicado a uma máquina monofásica, utilizando uma fonte de tensão PWM.

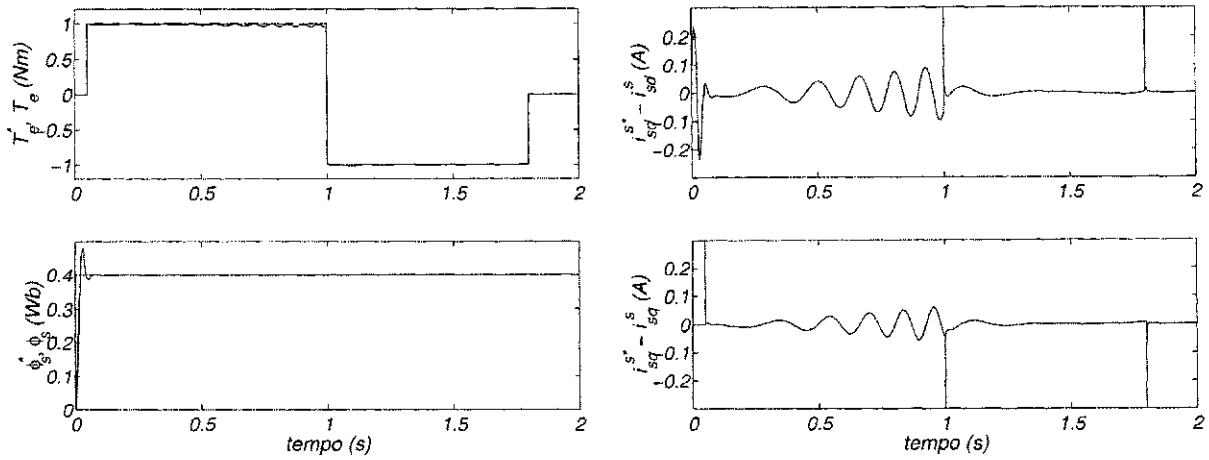
#### 4.9.2 Controle Orientado pelo Fluxo Estatórico

Levando em conta que o controle do fluxo estatórico implica na utilização de algumas aproximações para o modelo matemático da máquina, os estudos por simulação das estratégias abordadas nesta seção servem para mostrar que as aproximações são convenientes, e além disto, deverá esclarecer como o tipo de controlador empregado na malha interna (corrente-tensão ou fluxo-tensão) pode influenciar no desempenho do sistema.

Considerando, inicialmente, a estratégia descrita através do diagrama de blocos da figura 4.12 (malha interna de corrente) pode-se avaliar a influência do erro de corrente sobre a curva de conjugado eletromagnético, figura 4.26 a 4.29. Conforme previsto, através da análise das equações que representam a máquina, a não imposição de correntes tais que  $\mathcal{A}(i_{sd}^s) = \mathcal{A}(i_{sq}^s)/k$  acarreta um erro em relação ao conjugado de referência.

Além destes resultados, também foram realizados testes em que a fonte de tensão é implementada, utilizando o princípio da modulação por largura de pulso, figura 4.30, Na qual encontra-se também a curva que mostra a evolução da velocidade da máquina, decorrente do conjugado de referência imposto.

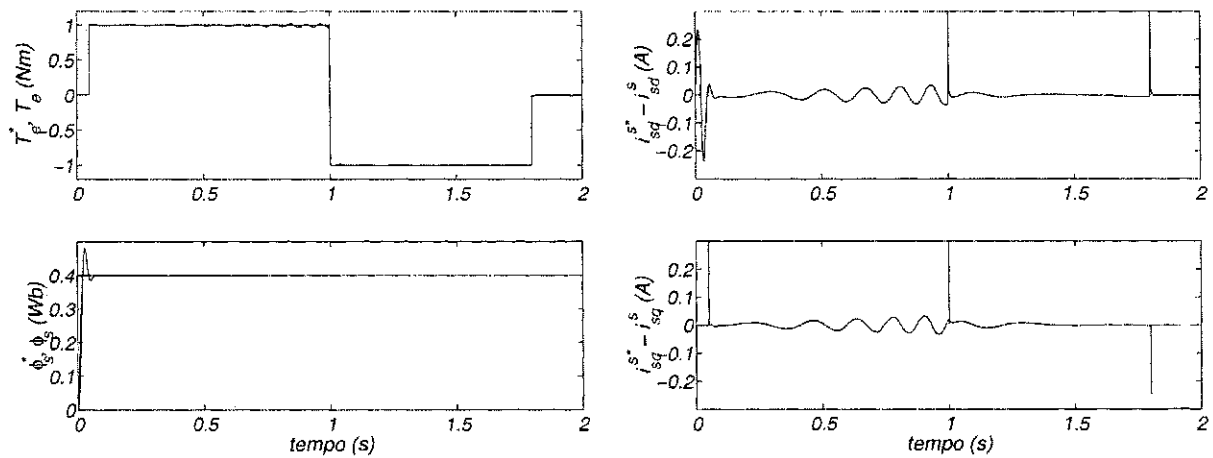
Com relação a proposta descrita no diagrama da figura 4.13, para a realização do controle direto do torque, os resultados ficaram acima do esperado, tendo em vista o grau de dificuldade em determinar as componentes do fluxo estatórico que levam a



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro das correntes de eixo  $d$  e  $q$ .

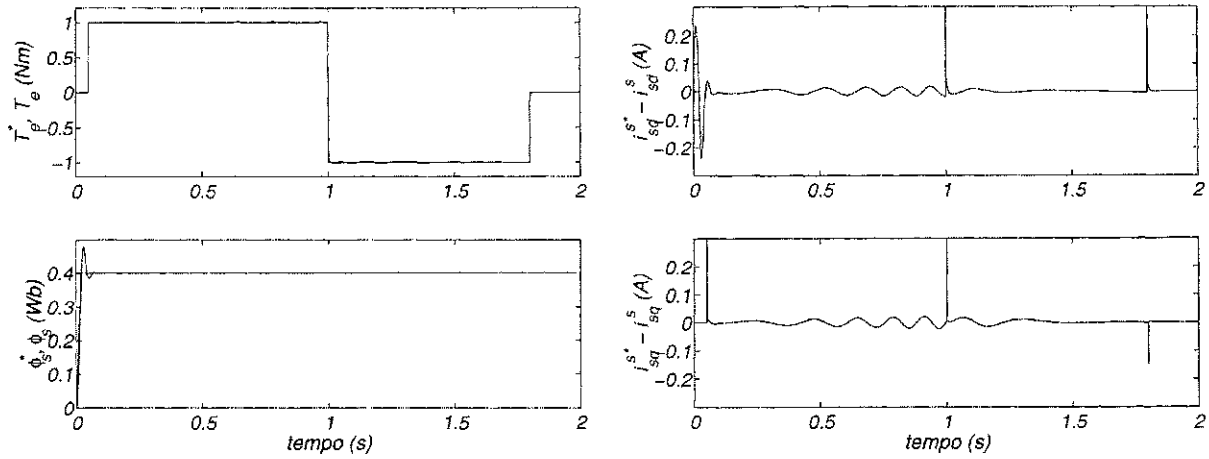
Figura 4.26: Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial estacionário.



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro das correntes de eixo  $d$  e  $q$ .

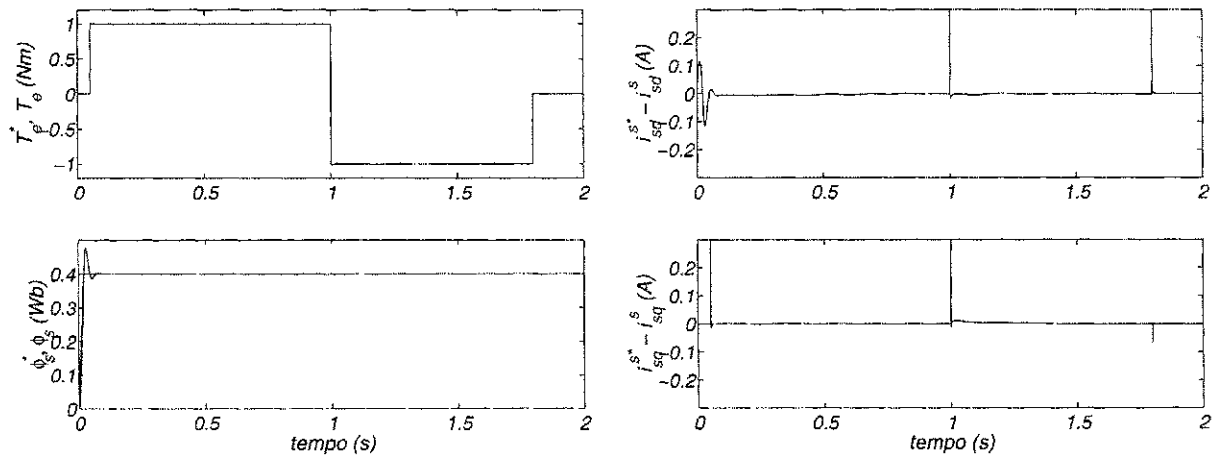
Figura 4.27: Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial síncrono, sem compensação das amplitudes.



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro das correntes de eixo  $d$  e  $q$ .

Figura 4.28: Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente no referencial síncrono, com compensação das amplitudes.



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro das correntes de eixo  $d$  e  $q$ .

Figura 4.29: Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente nos referenciais de sequência positiva e negativa.

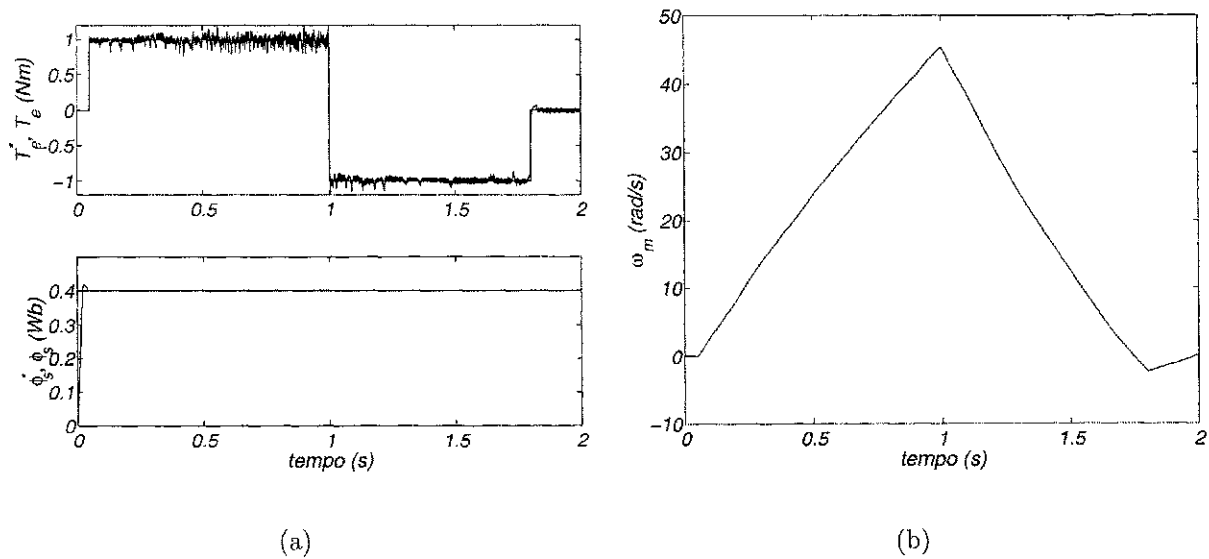


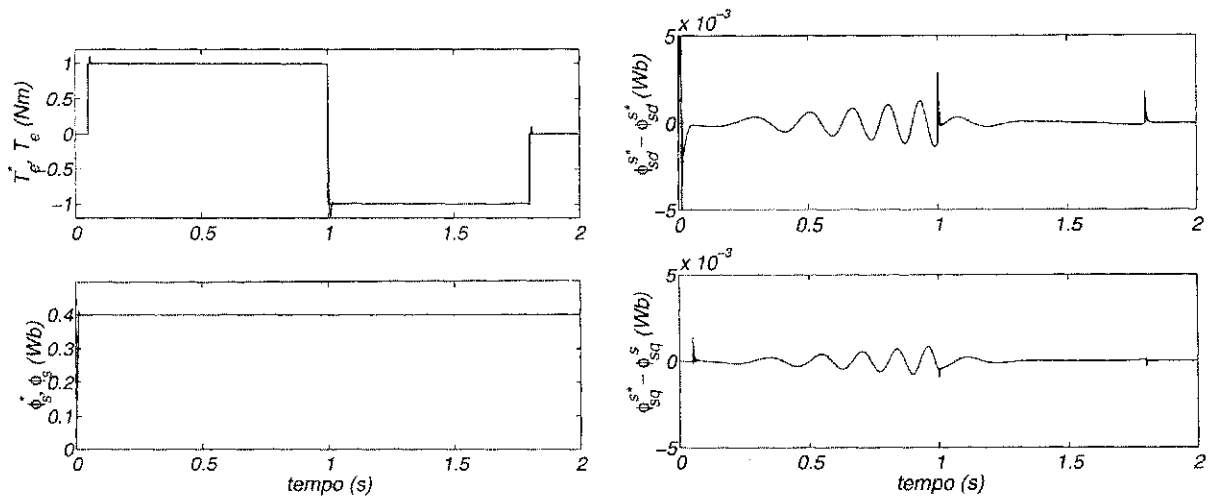
Figura 4.30: Controle do fluxo estatórico associado ao controle de corrente nos referenciais de sequência positiva e negativa, utilizando fonte de tensão modulada.

máquina a um funcionamento com conjugado eletromagnético isento de ondulações. A questão envolvida no problema é a seguinte: Até que ponto a imposição das componentes aproximadas permite bons resultados para o controle do torque? Dos resultados obtidos, figuras 4.31 a 4.34, fica evidente que a utilização de controladores que atuam nas componentes de sequência positiva e negativa leva a um controle mais eficiente das componentes do fluxo estatórico. Todavia, os erros inerentes aos demais controladores, a princípio, em nada comprometem o desempenho do controle do conjugado eletromagnético.

Diante dos resultados obtidos, quando da utilização de fontes ideais de tensão, é importante o esclarecimento de que a utilização de uma fonte de tensão modulada (PWM) também apresentou uma boa dinâmica para o sistema, figura 4.35.

### 4.9.3 Controle V/Hz

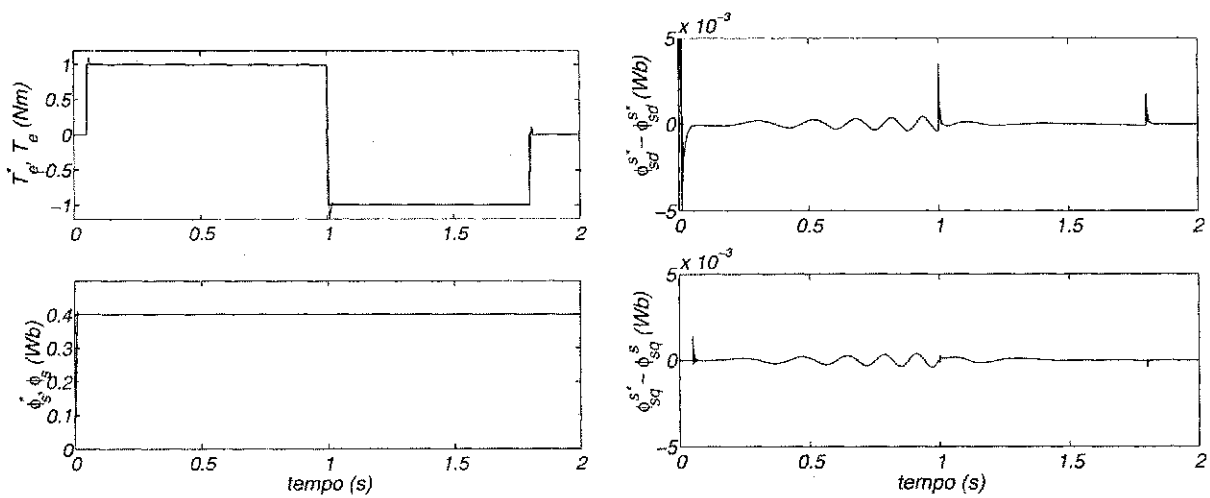
Nesta etapa, o objetivo concentra-se em demonstrar que é possível operar um motor monofásico em uma larga faixa de frequência, levando-o a operar com velocidade variável. Na figura 4.36, encontram-se as curvas de velocidade e amplitude do vetor de tensão em que a frequência elétrica variou no intervalo  $[-60, 60] \text{ Hz}$ , enquanto a amplitude da tensão  $v_{sdq1}^s$  variou de  $[0, 110\sqrt{2}] \text{ V}$ , de modo a manter a razão  $\frac{v_{sdq1}^s}{\omega_e}$  constante e ficando definido que para  $\omega_e = 0$ ,  $v_{sdq1}^s = 0$ .



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro dos fluxos de eixo  $d$  e  $q$ .

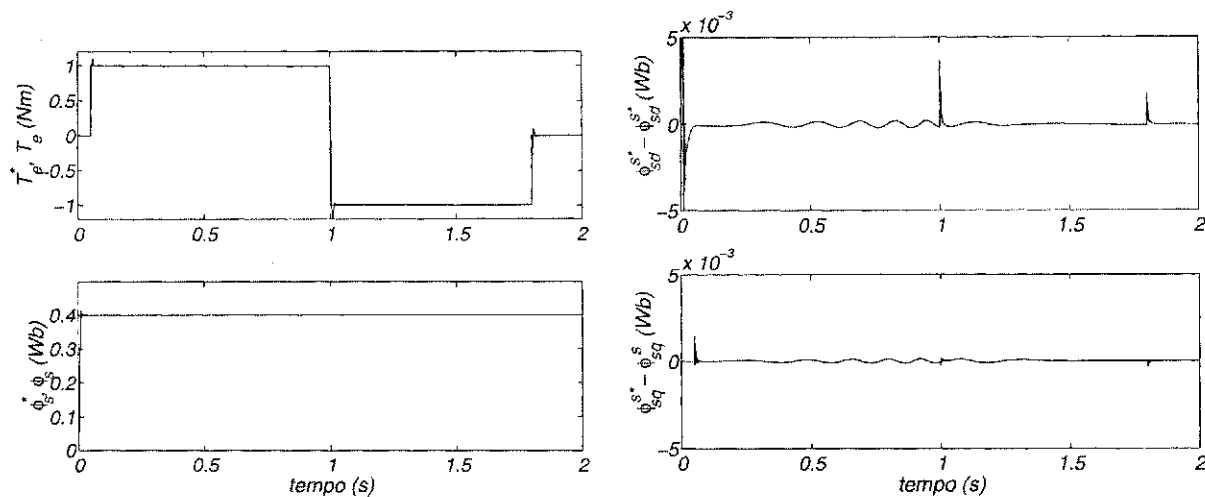
Figura 4.31: Controle direto do torque, utilizando controladores  $d$  e  $q$  assíncronos para a compensação das componentes do fluxo estatórico.



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro dos fluxos de eixo  $d$  e  $q$ .

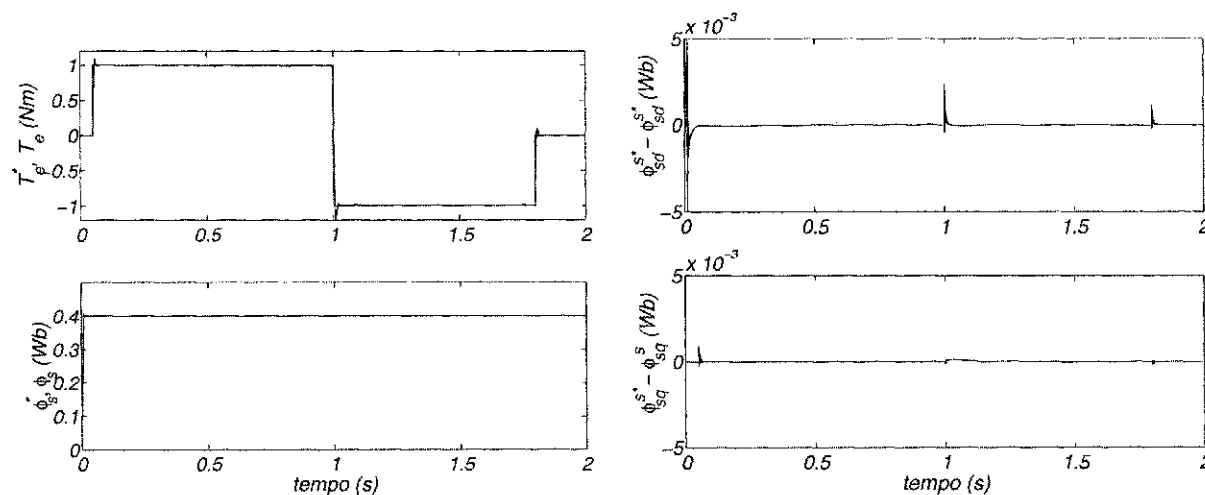
Figura 4.32: Controle direto do torque, utilizando controladores síncronos sem compensação para o controle das componentes do fluxo estatórico.



(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro dos fluxos de eixo  $d$  e  $q$ .

Figura 4.33: Controle direto do torque, utilizando controladores síncronos com compensação para o controle das componentes do fluxo estatórico.

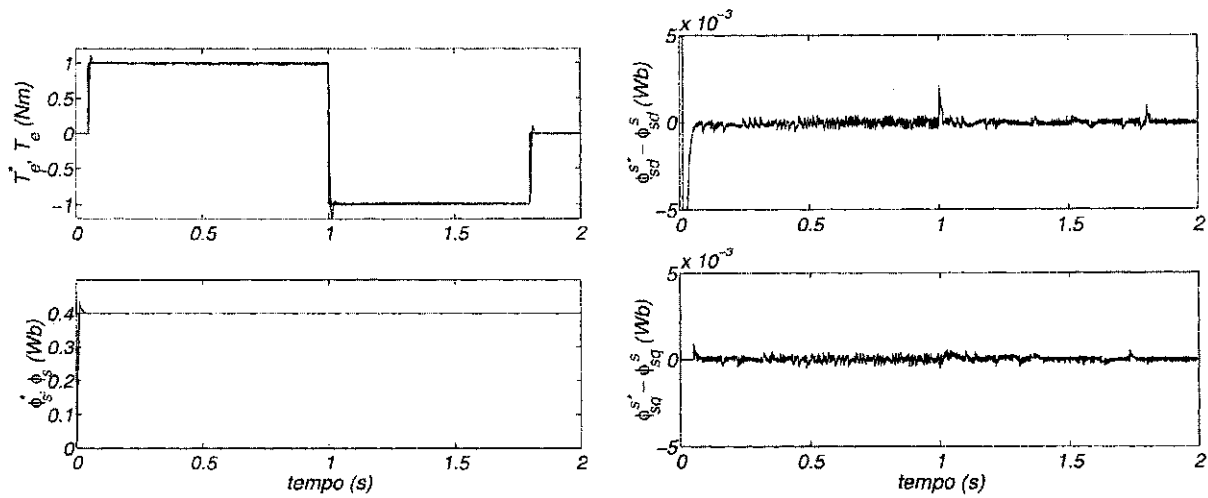


(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estatórico.

(b) Erro dos fluxos de eixo  $d$  e  $q$ .

Figura 4.34: Controle direto do torque, utilizando controladores de sequência positiva e negativa para compensação das componentes do fluxo estatórico.





(a) Conjugado eletromagnético e fluxo estático.

(b) Erro dos fluxos de eixo  $d$  e  $q$ .

Figura 4.35: Controle direto do torque, utilizando controladores de sequência positiva e negativa para compensação das componentes do fluxo estático, com alimentação PWM.

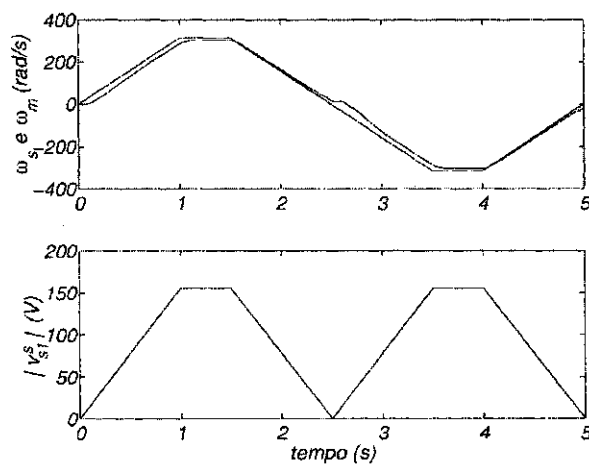


Figura 4.36: Estratégia V/Hz aplicada a um motor monofásico.

## 4.10 Resultados Experimentais

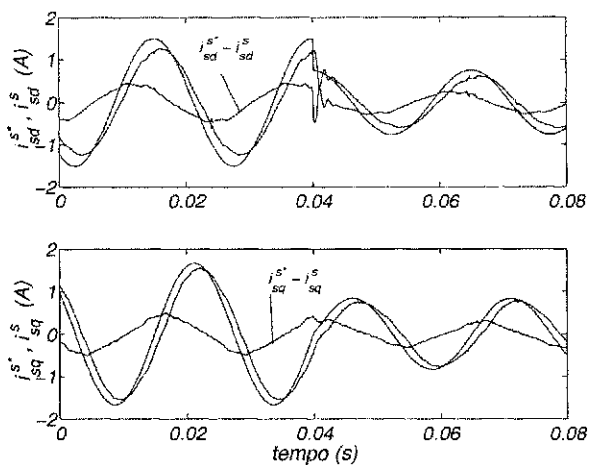
O sistema de acionamento, utilizado na etapa experimental, é composto por um conversor estático de potência, um motor de indução monofásico do tipo capacitor de partida e um microcomputador (PC-Pentium - 266MHz). A geração dos sinais de comandos para o inversor e a aquisição de dados são realizadas, utilizando-se, adicionada ao microcomputador, uma placa dedicada dotada de um temporizador de 16 bits (8254) e um conjunto de conversores analógico-digital de 12 bits (AD1674). O processamento dos dados é realizado por um programa em linguagem C, utilizando uma rotina em tempo real.

Nesta plataforma, foram realizados os seguintes experimentos:

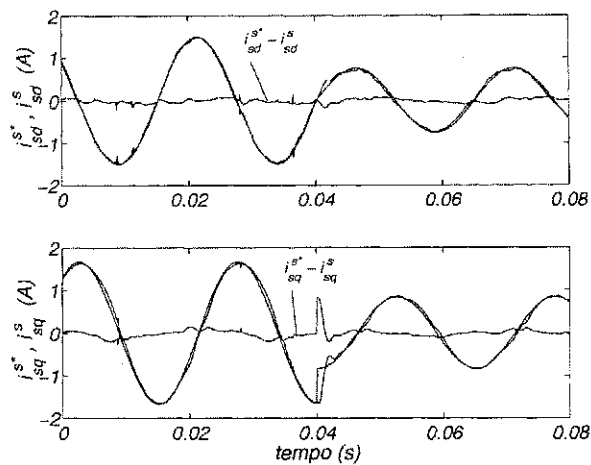
- Controle de corrente da máquina monofásica;
- Controle do fluxo estatórico;
- Controle indireto com orientação pelo fluxo rotórico;
- Estratégia V/Hz.
- Análise Harmônica

No que se refere ao controle de corrente, foi estabelecida uma referência com amplitude de  $1,5A$  para a corrente de eixo  $d$  (enrolamento auxiliar). Uma vez que para esta máquina,  $k \cong 1.11$ , então é possível definir a amplitude da corrente de eixo  $q$  como sendo  $1.665A$ . Para cada uma das estratégias de controle de corrente proposta, utilizaram-se frequências previamente definidas de 40Hz e 60Hz, para ensaios distintos. Além destas considerações, foi estabelecido que no instante  $t_{max}/2$  a corrente de referência passa a ser metade do valor inicial, permitindo avaliar o tempo de resposta do controlador. Os dados adquiridos encontram-se plotados nas figuras 4.37 e 4.38.

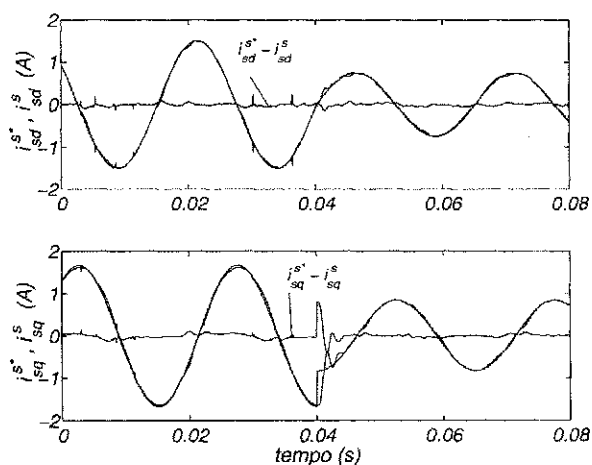
Diante dos resultados, conclui-se que realmente apenas o controlador de dupla frequência, figuras 4.37d e 4.38d, permite a compensação plena da componente de sequência negativa pertinente à máquina monofásica. Embora, o controlador síncrono com compensação, na medida em que o fator  $k$  seja o mais verdadeiro possível, apresenta um desempenho próximo ao do controlador de dupla sequência. Isto deve-se ao fato de que a amplitude do termo de sequência negativa a ser compensado tem a amplitude reduzida, em virtude da precisão do fator  $k$ . Para os demais controladores, é notório que o desempenho fica um tanto mais comprometido a medida que a frequência de operação aumenta.



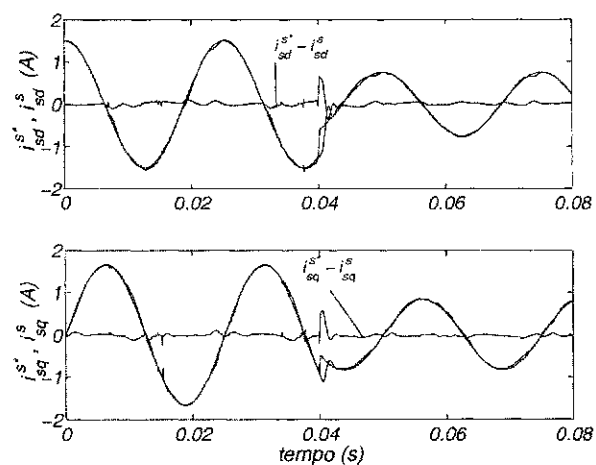
(a) Controle no referencial assíncrono.



(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.

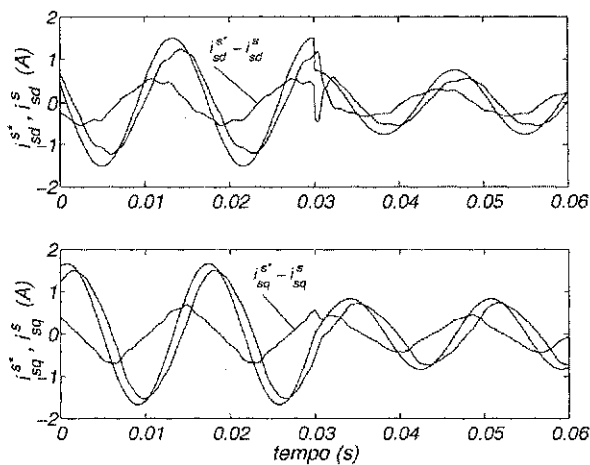


(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.

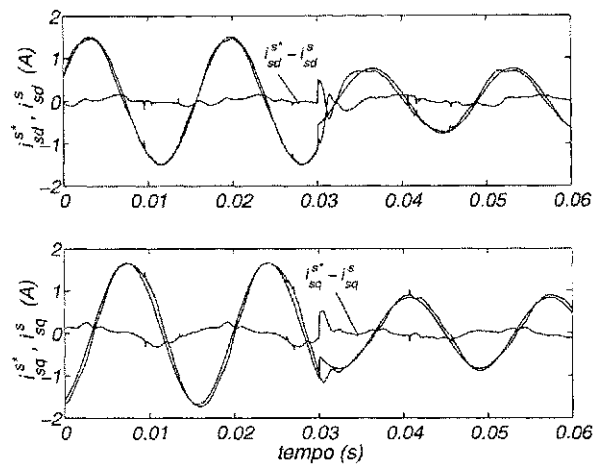


(d) Controlador duplo.

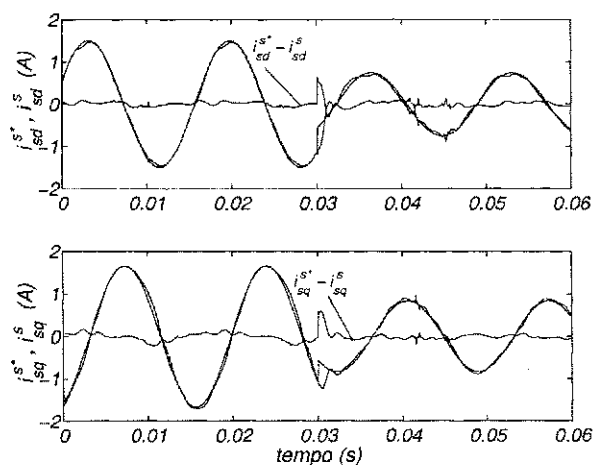
Figura 4.37: Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das correntes, na frequência de 40Hz.



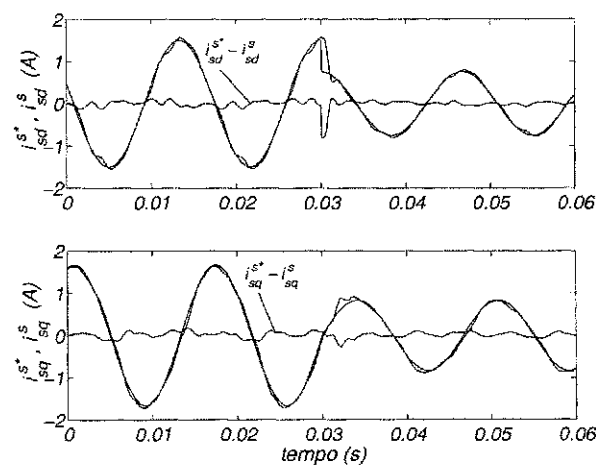
(a) Controle no referencial assíncrono.



(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.



(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.



(d) Controlador duplo.

Figura 4.38: Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das correntes, na frequência de 60Hz.

Os experimentos realizados para avaliação do controle das componentes do fluxo estático obedecem a mesma lógica da implementação realizada para o controle de corrente. Primeiramente, foi definida a amplitude de  $0.25Wb$  para a componente de eixo  $d$  -  $\mathcal{A}(\phi_{sd}^{s*})$ . Como consequência,  $\mathcal{A}(\phi_{sq}^{s*}) = k\mathcal{A}(\phi_{sd}^{s*})$ , onde  $k \cong 1.11$ . Na sequência, foram estabelecidos os valores de 40 e 60 Hz como sendo a frequência de funcionamento para cada grupo de ensaio. Para todos os ensaios, no instante intermediário, foi provocado um transitório em amplitude de modo que o novo valor de amplitude das componentes de referência passa a ser 75% do inicial.

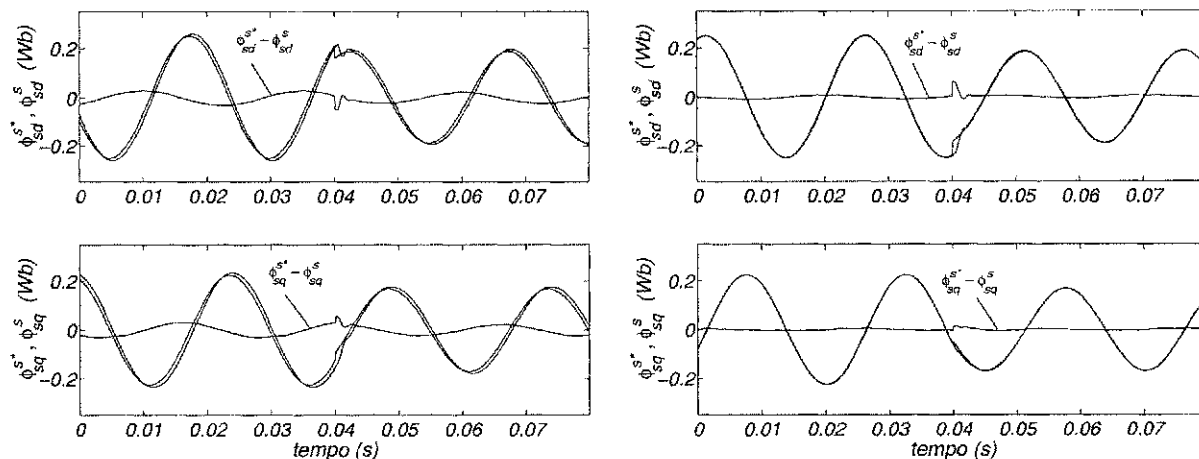
Os resultados obtidos encontram-se nas figuras 4.39 e 4.40. Para o controle das componentes de fluxo, deve ser observado que os resultados que envolvem o controlador de dupla sequência (figuras 4.39d e 4.40d), o controlador síncrono com compensação (figuras 4.39c e 4.40c) e o controlador síncrono sem compensação (figuras 4.39b e 4.40b) apresentam desempenho muito próximo uns dos outros. Tal comportamento encontra-se dentro das expectativas, uma vez que a largura de faixa do controlador de fluxo é ampla o suficiente para permitir uma atuação sobre as componentes alternadas de sequência negativa. Apenas o controlador que atua sobre as grandezas no referencial estacionário não apresenta um desempenho satisfatório, com um nível de erro elevado, quando comparado aos demais (figuras 4.39a e 4.40a). Estes resultados confirmam o que já havia sido previsto através dos estudos por simulação.

Na figura 4.41, encontra-se ilustrada a curva de velocidade do motor monofásico, operando sob orientação pelo campo. Neste caso, o controle da velocidade é realizado utilizando-se um sensor de posição com resolução de 12bits. Na obtenção deste resultado, manteve-se a amplitude do fluxo rotórico constante em um valor de  $0,4Wb$ , enquanto o conjugado eletromagnético de referência obedecia ao seguinte perfil:

$$\begin{aligned} T_e^* &= 0,4 Nm, \text{ para } 0 \leq t < 0,5s \\ T_e^* &= 1,2 Nm, \text{ para } 0,5 \leq t < 1,5s \\ T_e^* &= 0,1 Nm, \text{ para } 1,5 \leq t < 2,5s \\ T_e^* &= 0,5 Nm, \text{ para } 2,5 \leq t < 3,0s \end{aligned}$$

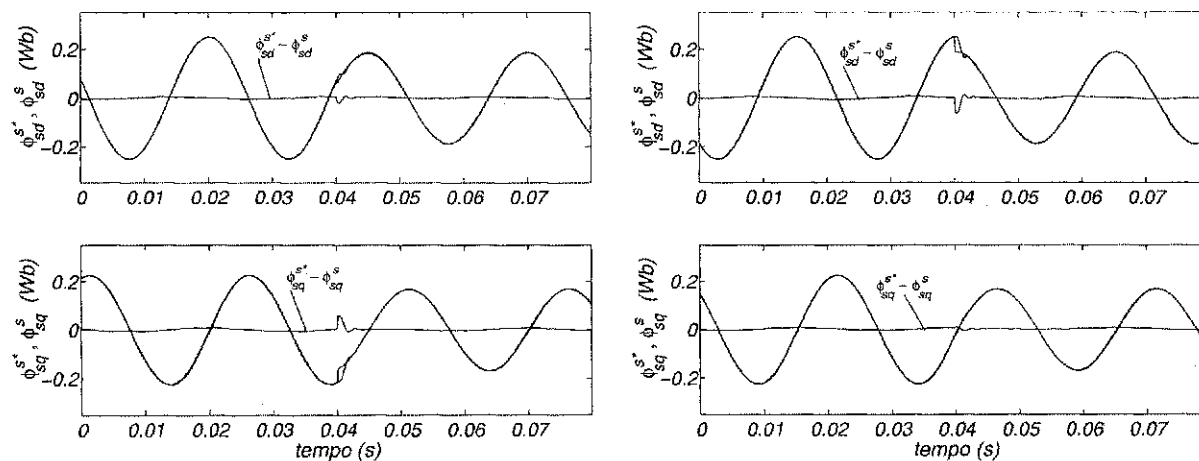
Em acordo com a evolução da velocidade, é possível observar que as solicitações do controle de conjugado são atendidas de forma satisfatória.

Na avaliação da estratégia V/Hz, foi implementado um algoritmo, cuja lógica era fazer a máquina acelerar do repouso até a velocidade final em 2s, permanecendo com esta velocidade por um intervalo igual ao tempo de aceleração. No instante correspondente a 4s, é iniciada a desaceleração da máquina, passando pelo repouso e voltando a acelerar até que a velocidade nominal seja alcançada, em sentido contrário ao que



(a) Controle no referencial estacionário.

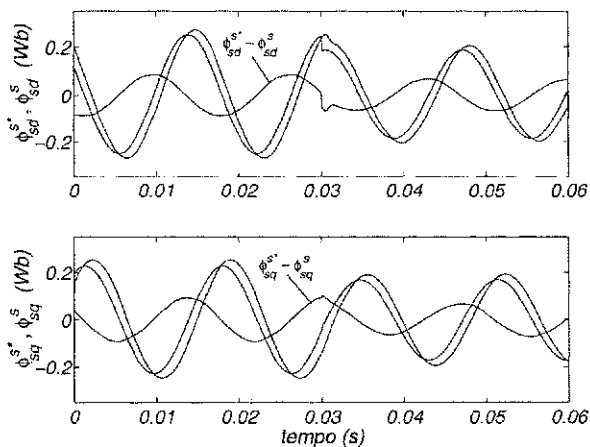
(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.



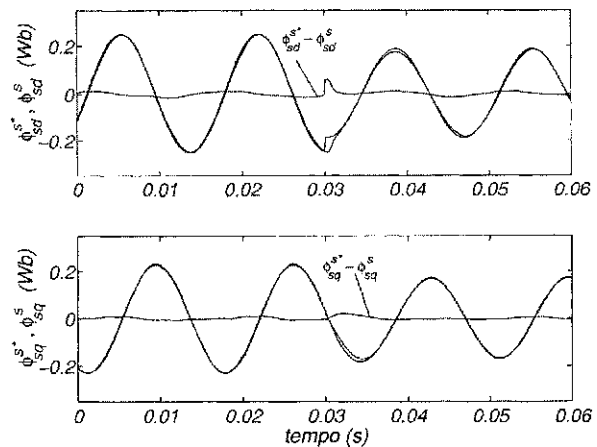
(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.

(d) Controlador duplo.

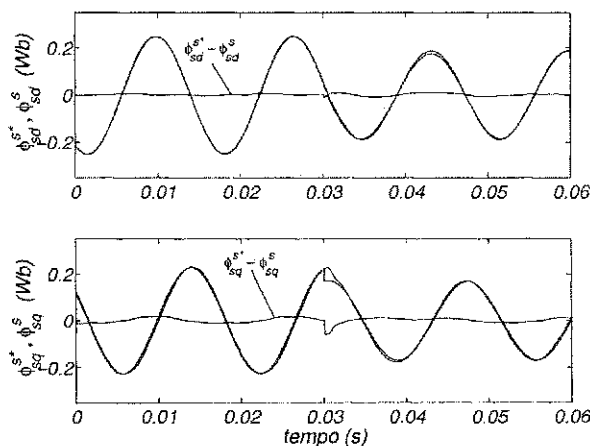
Figura 4.39: Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das componentes do fluxo estático, na frequência de 40Hz.



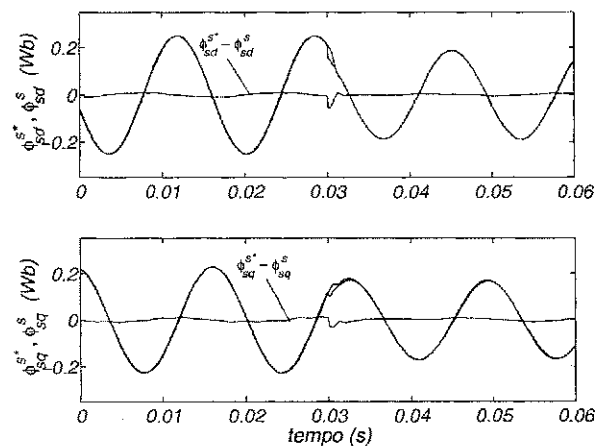
(a) Controle no referencial estacionário.



(b) Controle no referencial síncrono, sem compensação.



(c) Controle no referencial síncrono, com compensação.



(d) Controlador duplo.

Figura 4.40: Avaliação experimental das diferentes estratégias para o controle das componentes do fluxo estático, na frequência de 60Hz.

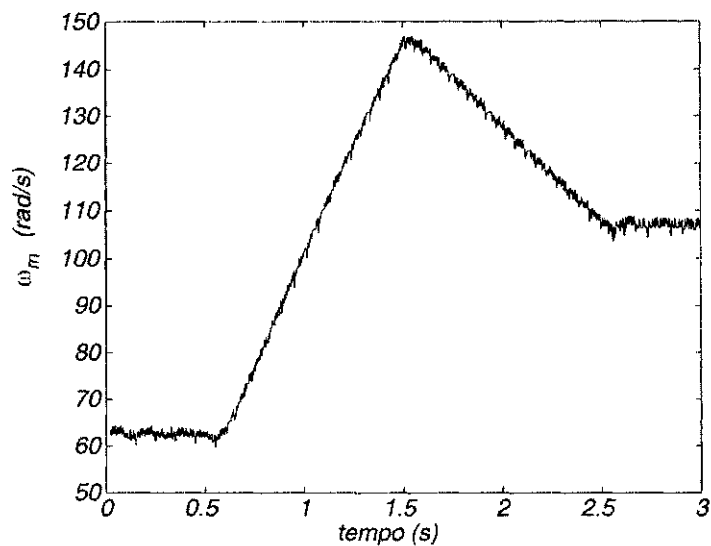


Figura 4.41: Velocidade da máquina com controle indireto, orientado pelo fluxo rotórico.

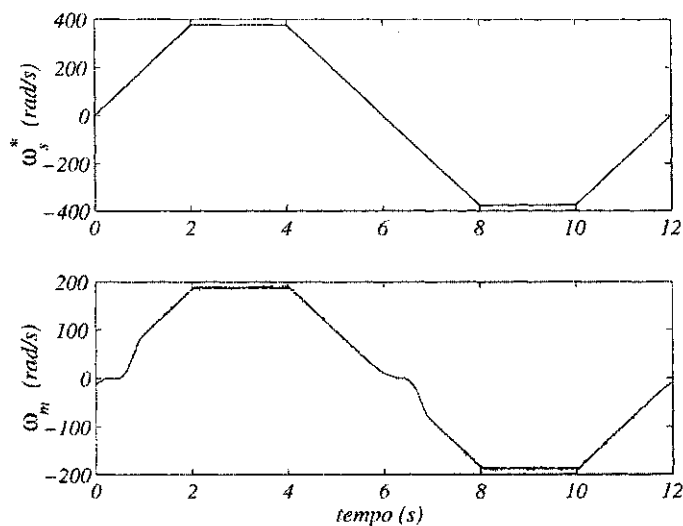


Figura 4.42: Frequência elétrica  $\omega_s^*$  e velocidade mecânica da máquina  $\omega_m$  no acionamento da máquina, utilizando uma estratégia V/Hz.



possuía antes de iniciar a desaceleração. A partir daí, mantém-se mais uma vez a velocidade constante por um intervalo de 2s, após o qual é iniciado um novo processo de desaceleração que levará 2s, fechando o ciclo de aquisição de dados. Os dados obtidos encontram-se na figura 4.42. No gráfico superior, encontra-se ilustrada a evolução do valor da frequência elétrica, enquanto que no gráfico inferior, da figura 4.42, mostra-se a velocidade do motor. A diferença de escala entre estes dois gráficos fica por conta do número de pólos do motor.

Neste experimento, observa-se que a utilização de um inversor para alimentar este tipo de motor significa a possibilidade de operação em uma larga faixa de velocidade, sem que ocorra um enfraquecimento do torque, o que não é possível quando utiliza-se o motor monofásico em sua configuração original a qual depende de um capacitor ajustado para uma frequência fixa de operação (figura 4.42).

De forma a avaliar experimentalmente o efeito da WTHD quando se utiliza um inversor com 2 ou 3 braços, foi implementada uma rotina de controle, para o inversor, na qual a frequência do PWM foi definida em 5kHz e os dados amostrados a uma frequência de 25kHz. O objetivo consiste em observar a distorção harmônica através das curvas de corrente. Assim, na figura 4.43 encontram-se os resultados obtidos, os quais, devido ao procedimento de aquisição dos dados, permitem um bom grau de observação da forma de onda das correntes em função da configuração utilizada. Para realização do cálculo da WTHD em função das curvas de corrente, recorreu-se a formulação descrita em [86], dada por:

$$WTHD = \frac{I_{hrms}}{I_1} \quad (4.89)$$

com  $I_{hrms}$  obtido por:

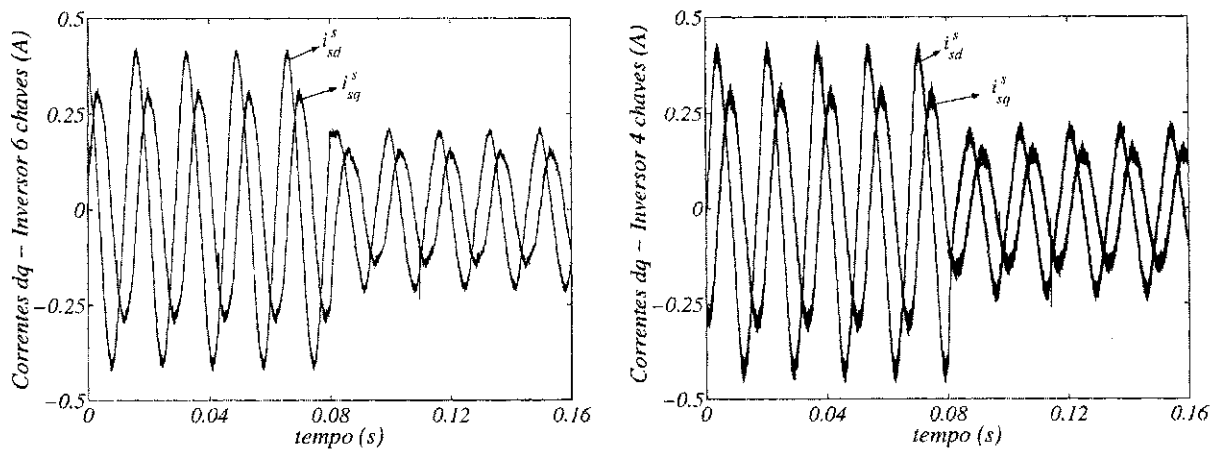
$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (4.90)$$

sendo  $I_1$  correspondendo a amplitude da componente fundamental da corrente analisada.

Uma vez que para este experimento, a tensão do barramento foi mantida constante, fica claro que a operação com 3 braços apresenta desempenho superior, comparado com o de um sistema com 2 braços.

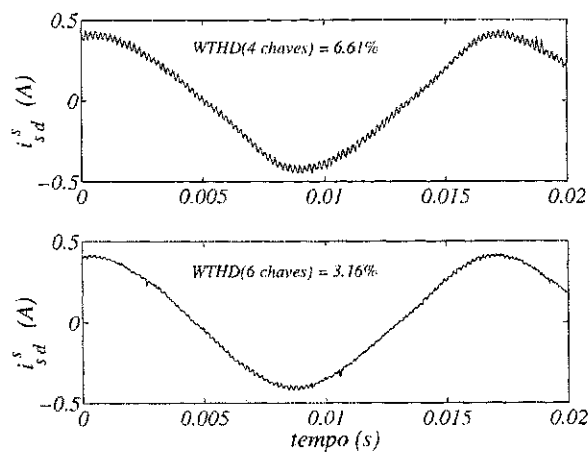
## 4.11 Conclusões

Os estudos realizados mostram que a aplicação de estratégias de alto desempenho para motores monofásicos é viável, desde que sejam feitas as devidas considerações sobre a



(a) Correntes de eixos  $d$  e  $q$  para o sistema utilizando um inversor com 6 chaves.

(b) Correntes de eixos  $d$  e  $q$  para o sistema utilizando um inversor com 4 chaves.



(c) Detalhe das correntes de eixo  $d$ , para os diferentes sistemas.

Figura 4.43: Correntes de eixo  $d$  e  $q$  para observação da distorção harmônica dos sistemas com 4 e 6 chaves.

assimetria característica deste tipo de motor. Experimentalmente, foi implantado com sucesso o controle indireto orientado pelo fluxo rotórico, enquanto que as estratégias com orientação pelo fluxo estatórico foram confirmadas, através de estudos por simulações.

No tocante ao desempenho da malha de controle mais interna do sistema de acionamento (controle de corrente ou fluxo estatórico), foram realizadas observações importantes, ficando comprovado que apenas o controlador de dupla sequência é capaz de fornecer os valores adequados para as componentes da tensão estatórica, garantindo um erro nulo de regime permanente. Todavia, é necessário colocar que, na situação em que a malha mais interna é responsável pelo controle das componentes do fluxo estatórico (Controle Direto do Torque), houve um desempenho equivalente para as quatro estratégias de controle testadas, levando-se em conta o nível das oscilações do conjugado eletromagnético. Este fato possibilita afirmar que a utilização do controlador de dupla sequência só exerce maior efeito sobre a dinâmica da estratégia aplicada, quando a malha mais interna realiza o controle das correntes estatóricas.

Uma outra contribuição relevante deste trabalho consiste na análise algébrica que utiliza o modelo matemático da máquina para justificar as aproximações utilizadas, disponibilizando para o funcionamento do motor monofásico a estratégia V/Hz, o que permite operar em uma larga faixa de frequência, sem que ocorra o enfraquecimento do conjugado médio e reduzindo a amplitude das oscilações que são características neste tipo de máquina.

A decisão de utilizar um inversor com 2 ou 3 braços deverá levar em conta aspectos particulares da aplicação, juntamente com o fato de que o inversor com 2 braços tem um custo inferior que o de 3 braços, porém, necessita de uma maior tensão no barramento CC, opera com a circulação de uma corrente alternada neste barramento e apresenta uma maior distorção harmônica. Todavia para potências maiores que 1/2 cv o uso do inversor com 3 braços é recomendado, para que seja evitado correntes elevadas no banco de capacitores.

No geral, as estratégias propostas neste trabalho para motores monofásicos, possibilitam uma melhoria do seu rendimento, quando comparado com a forma convencional em que é utilizado.

## Capítulo 5

# Sistema de Acionamento Tolerante a Falhas

Os sistemas de acionamento que utilizam conversores estão sujeitos a diferentes tipos de falhas, seja na unidade retificadora, no inversor de potência ou nos subsistemas de controle. Em geral, estas falhas, isoladas ou combinadas, implicam em uma parada não programada para que ocorram os procedimentos de manutenção. Para garantir a continuidade de operação do sistema de acionamento, ainda que sob restrições, surge a proposta para operação com tolerância a falhas.

Considerando a possibilidade de desenvolver um sistema tolerante a falhas baseado em uma estrutura de baixo custo, será apresentado, neste capítulo, uma proposta que permite o acionamento de um motor de indução trifásico com tolerância a falhas.

Para tanto, em um sistema convencional tal qual o ilustrado na figura (5.1), será considerada a conexão do neutro da máquina para mantê-la operando em uma situação na qual um dos braços principais do inversor ( $q_1 - q_4$ ,  $q_2 - q_5$  ou  $q_3 - q_6$ ) apresenta problemas em uma ou mais chaves. Neste caso, o neutro da máquina deverá ser conectado a um ponto de tensão nula, de forma que possam ser realizadas as devidas compensações, fazendo com que a máquina opere de forma balanceada até o momento em que a parada seja realizada com segurança. Tal solução pode ser obtida através da conexão do neutro da máquina ao ponto central do banco de capacitor, por meio de tiristores, conforme proposto por Liu e Lipo [17] ou a um quarto braço do conversor [99]. Esta última opção, proposta neste trabalho, permite um aumento da confiabilidade do sistema ao custo da adição de um braço ao inversor, figura 5.2.

Na análise do problema, será considerado que a máquina, anteriormente à falta, encontra-se submetida a uma estratégia de controle que requer um laço de corrente, como por exemplo, o controle com orientação pelo campo. A condição de tolerância a

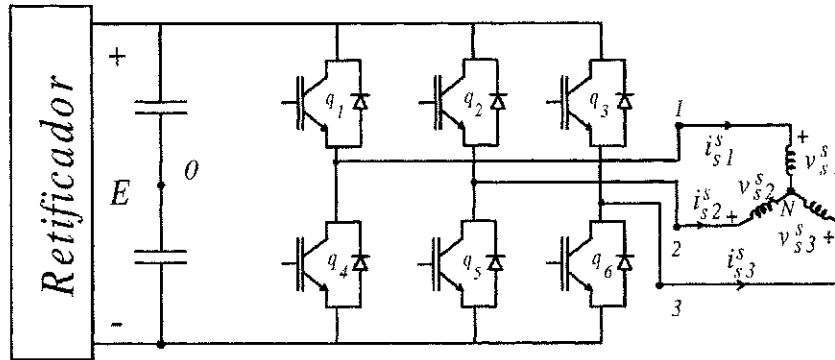


Figura 5.1: Sistema de acionamento tradicional, utilizando um inversor com seis chaves.

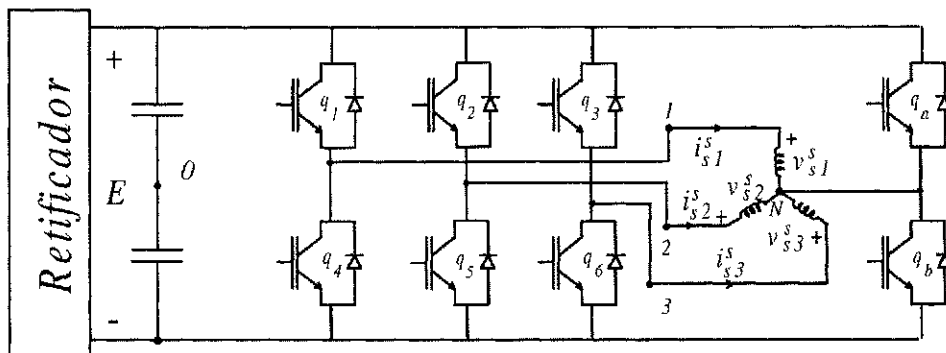


Figura 5.2: Sistema de acionamento proposto, utilizando um inversor com oito chaves.

falhas deve, portanto, permitir a continuidade do acionamento

## 5.1 Condições de Contorno

Para viabilizar a definição de critérios para realização do acionamento, após a ocorrência de uma falta, é necessário o conhecimento das condições de funcionamento da máquina após a ocorrência da falta. Considerando que a falta pode ocorrer em qualquer um dos três braços do inversor, é importante o conhecimento das condições de contorno e, principalmente, dos efeitos da falta sobre o funcionamento da máquina, considerando as três possibilidades isoladamente. Para auxiliar esta análise, serão utilizadas as variáveis *odq* obtidas a partir da transformação 123 – *odq*.

Na situação em que a máquina opera de forma balanceada, desprezando a tensão de modo comum entre o neutro da máquina e o neutro capacitivo, cuja média é nula

e, sendo  $i_{so}^s = v_{so}^s = 0$ , tem-se, para as tensões de fase:

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{sd}^s \quad (5.1)$$

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{-1}{2}v_{sd}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s\right) \quad (5.2)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{-1}{2}v_{sd}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s\right) \quad (5.3)$$

Para as correntes, tem-se:

$$i_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}i_{sd}^s \quad (5.4)$$

$$i_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{-1}{2}i_{sd}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq}^s\right) \quad (5.5)$$

$$i_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{-1}{2}i_{sd}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{sq}^s\right) \quad (5.6)$$

Admitindo a abertura da fase 1, então  $i_{s1}^s = 0$  e utilizando-se desta informação na equação de transformação com  $i_{so}^s \neq 0$ , conclui-se que:

$$i_{so}^s = -\sqrt{2}i_{sd}^s \quad (5.7)$$

Por conseguinte, as seguintes relações são válidas para as fases que permanecem ativas:

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}v_{sd}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s\right) \quad (5.8)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}v_{sd}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s\right) \quad (5.9)$$

$$i_{s2}^s = -\sqrt{3/2}i_{sd}^s + \sqrt{1/2}i_{sq}^s \quad (5.10)$$

$$i_{s3}^s = -\sqrt{3/2}i_{sd}^s - \sqrt{1/2}i_{sq}^s \quad (5.11)$$

Quando a abertura ocorre na fase 2 ( $i_{s2}^s = 0$ ), então:

$$i_{so}^s = \sqrt{1/2}i_{sd}^s - \sqrt{3/2}i_{sq}^s \quad (5.12)$$

e para as fases ativas valem as equações abaixo:

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(v_{sd}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s\right) \quad (5.13)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}v_{sd}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s\right) \quad (5.14)$$

$$i_{s1}^s = \sqrt{3/2}i_{sd}^s - \sqrt{1/2}i_{sq}^s \quad (5.15)$$

$$i_{s3}^s = -\sqrt{2}i_{sq}^s \quad (5.16)$$

Por fim, a abertura da fase 3 ( $i_{s3}^s = 0$ ) irá estabelecer que:

$$i_{so}^s = \sqrt{1/2}i_{sd}^s + \sqrt{3/2}i_{sq}^s \quad (5.17)$$

e, conseqüentemente:

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_{sd}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s) \quad (5.18)$$

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}}(-\frac{1}{2}v_{sd}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{sq}^s + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s) \quad (5.19)$$

$$i_{s1}^s = \sqrt{3/2}i_{sd}^s + \sqrt{1/2}i_{sq}^s \quad (5.20)$$

$$i_{s2}^s = \sqrt{2}i_{sq}^s \quad (5.21)$$

De posse das condições de contorno, é necessário uma análise do modelo da máquina utilizada para o controle, de forma a garantir o funcionamento sob condições de falta. É importante lembrar que um estudo similar foi desenvolvido para operação da máquina com dois enrolamentos, no qual a fase 3 encontrava-se em aberto. No presente caso, será considerada a possibilidade de ocorrência da falta em qualquer uma das três fases.

## 5.2 Modelo de Controle da Máquina

Conforme definido no capítulo 3, o modelo utilizado para o projeto do controlador de corrente de uma máquina trifásica é dado por:

$$v_{sd}^s = r_{st}i_{sd}^s + \sigma_s l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + \varepsilon_{sd}^s \quad (5.22)$$

$$v_{sq}^s = r_{st}i_{sq}^s + \sigma_s l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + \varepsilon_{sq}^s \quad (5.23)$$

sendo  $r_{st} = r_s + r_r \frac{m^2}{l_r^2}$  e os demais termos seguem as definições anteriores. Apesar de, no capítulo 3, ter sido apresentada uma solução para o funcionamento da máquina com a fase 3 em aberto, propõe-se nesta etapa desenvolver modelos convenientes para o projeto dos controladores.

Avaliando as equações (5.8), (5.9), (5.13), (5.14), (5.18) e (5.19), é perceptível a dependência que as tensões de fase possuem da componente homopolar. Para que este termo seja omitido, serão definidas variáveis  $dq$  auxiliares para que as expressões das tensões de fase possam ser escritas de forma similar ao que ocorre no funcionamento balanceado, equações (5.1)-(5.3).

Desta forma, considerando a abertura da fase 1, define-se:

$$v_{sd}^{s'} = v_{sd}^s - \sqrt{2}v_{so}^s \quad (5.24)$$

$$v_{sq}^{s'} = v_{sq}^s \quad (5.25)$$

o que permite reescrever as equações (5.8) e (5.9) como segue:

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s'} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s'} \right) \quad (5.26)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s'} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s'} \right) \quad (5.27)$$

Para ocorrência da abertura da fase 2, define-se:

$$v_{sd}^{s'} = v_{sd}^s + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{so}^s \quad (5.28)$$

$$v_{sq}^{s'} = v_{sq}^s - \sqrt{\frac{3}{2}} v_{so}^s \quad (5.29)$$

e reescrevendo (5.13) e (5.14), obtêm-se:

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd}^{s'} \quad (5.30)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s'} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s'} \right) \quad (5.31)$$

Por fim, tratando-se da abertura da fase 3, tem-se:

$$v_{sd}^{s'} = v_{sd}^s + \frac{1}{\sqrt{2}} v_{so}^s \quad (5.32)$$

$$v_{sq}^{s'} = v_{sq}^s + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{so}^s \quad (5.33)$$

de forma que (5.18) e (5.19) tornam-se:

$$v_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd}^{s'} \quad (5.34)$$

$$v_{s2}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( -\frac{1}{2} v_{sd}^{s'} + \frac{\sqrt{3}}{2} v_{sq}^{s'} \right). \quad (5.35)$$

Como proposto, as equações (5.26), (5.27), (5.30), (5.31), (5.34) e (5.35) permitem o cálculo das tensões de fase, eliminando a dependência direta do termo  $v_{so}^s$ .

Contudo, são necessárias as devidas considerações ao termo  $v_{so}^s$  que, no presente desenvolvimento, será incorporado ao modelo corrente-tensão da máquina de duas formas distintas: 1) como um termo de perturbação ou 2) incorporado como parte do modelo.

Independente de qual fase encontre-se em aberto, o modelo homopolar da máquina será dado por:

$$v_{so}^s = r_{so} i_{so}^s + l_{so} \frac{di_{so}^s}{dt} \quad (5.36)$$

sendo  $r_{so}$  e  $l_{so}$  a resistência e a indutância homopolar, respectivamente.



Os modelos a serem tratados, receberão a denominação de ‘**Modelo A**’ ou ‘**Modelo B**’.

**Modelo A:  $v_{so}^s$  como um termo de perturbação**

Utilizando as equações (5.24) e (5.25) ou (5.28) e (5.29) ou ainda (5.32) e (5.33), o modelo descrito por (5.22) e (5.23) será dado por:

$$v_{sd}^{st} - v_{sod}^s = r_{st}i_{sd}^s + \sigma_s l_s \frac{di_{sd}^s}{dt} + \varepsilon_{sd}^s \quad (5.37)$$

$$v_{sq}^{st} - v_{soq}^s = r_{st}i_{sq}^s + \sigma_s l_s \frac{di_{sq}^s}{dt} + \varepsilon_{sq}^s \quad (5.38)$$

sendo que para a abertura da fase 1,

$$v_{sod}^s = -\sqrt{2}v_{so}^s \quad \text{e} \quad v_{soq}^s = 0 \quad (5.39)$$

com a abertura da fase 2,

$$v_{sod}^s = \frac{v_{so}^s}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad v_{soq}^s = -\sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s \quad (5.40)$$

e com a abertura da fase 3,

$$v_{sod}^s = \frac{v_{so}^s}{\sqrt{2}} \quad \text{e} \quad v_{soq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s \quad (5.41)$$

Como verifica-se, o modelo descrito anteriormente é balanceado e difere do modelo expresso por (5.22) e (5.23), devido à presença dos termos  $v_{sod}^s$  e  $v_{soq}^s$ . Ademais, quando a abertura ocorre na fase 1, o modelo é mais simples, uma vez que  $v_{soq}^s = 0$ .

**Modelo B: incorporação de  $v_{so}^s$  ao modelo**

Conforme esperado, o modelo resultante da incorporação de  $v_{so}^s$  depende diretamente de qual fase encontra-se desconectada. Todavia, de uma forma genérica, o modelo resultante frente ao descrito por (5.22) e (5.23), será:

$$v_{sd}^{st} = r_{sd}i_{sd}^s + \sigma l_{sd} \frac{di_{sd}^s}{dt} + r_{sod}i_{sq}^s + l_{sod} \frac{di_{sq}^s}{dt} + \varepsilon_{sd}^s \quad (5.42)$$

$$v_{sq}^{st} = r_{sq}i_{sq}^s + \sigma l_{sq} \frac{di_{sq}^s}{dt} + r_{soq}i_{sd}^s + l_{soq} \frac{di_{sd}^s}{dt} + \varepsilon_{sq}^s \quad (5.43)$$

Para tanto, o primeiro passo é substituir na equação (5.36) a variável  $i_{so}^s$  em função das componentes  $dq$ , respeitando qual a fase aberta, equação (5.7) ou (5.12) ou (5.17). Na sequência,  $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$  devem ser escritos, em função de  $v_{sd}^{st}$ ,  $v_{sq}^{st}$  e  $v_{so}^s$ , equações (5.24) e (5.25) ou (5.28) e (5.29) ou (5.32) e (5.33).

Os novos parâmetros apresentados nas equações (5.42) e (5.43) são definidos em função da fase que abre, de forma que:

1. Enrolamento 1 em aberto:

$$r_{sd} = r_{st} + 2r_{so}, \sigma l_{sd} = \sigma l_s + 2l_{so}, r_{sq} = r_{st}, \sigma l_{sq} = \sigma l_s$$

$$r_{sod} = r_{sod} = l_{sod} = l_{soq} = 0;$$

2. Enrolamento 2 em aberto:

$$r_{sd} = r_{st} + r_{so}/2, \sigma l_{sd} = \sigma l_s + l_{so}/2, r_{sq} = r_{st} - 3r_{so}/2, \sigma l_{sq} = \sigma l_s - 3l_{so}/2$$

$$r_{sod} = -r_{soq} = -\frac{\sqrt{3}}{2}r_{so} \text{ e } l_{sod} = -l_{soq} = -\frac{\sqrt{3}}{2}l_{so};$$

3. Enrolamento 3 em aberto:

$$r_{sd} = r_{st} + r_{so}/2, \sigma l_{sd} = \sigma l_s + l_{so}/2, r_{sq} = r_{st} + 3r_{so}/2, \sigma l_{sq} = \sigma l_s + 3l_{so}/2$$

$$r_{sod} = r_{soq} = \frac{\sqrt{3}}{2}r_{so} \text{ e } l_{sod} = l_{soq} = \frac{\sqrt{3}}{2}l_{so}.$$

Conforme pode-se observar, a máquina é desbalanceada e, exceto para o caso em que o enrolamento 1 está aberto, há um acoplamento entre as variáveis  $dq$ . Além disto, na situação em que a fase 1 encontra-se desconectada, verifica-se que o equacionamento para o eixo  $q$  não é modificado em relação à situação de equilíbrio.

Com exceção dos termos de perturbação nas tensões, o **Modelo A** é balanceado, permitindo concluir que para realizar o controle de corrente com sucesso, é suficiente utilizar o controlador de sequência positiva, desde que as perturbações sejam compensadas na saída do controlador. Contudo, a compensação de  $v_{sod}^s$  e  $v_{soq}^s$ , além de exigir o conhecimento dos parâmetros homopolares, requer o cálculo da derivada de  $i_{so}^s$ . Devido ao nível de dificuldade para realizar estas tarefas, é preferível utilizar um controlador de dupla sequência, já que este é capaz de garantir um erro nulo, sem a necessidade de compensar os termos de perturbação (**Modelo A**) ou mesmo de realizar o controle de um sistema desbalanceado, **Modelo B**.

O modelo obtido para o caso no qual a fase 1 encontra-se em aberto não apresenta acoplamento entre as grandezas  $dq$  e mostra-se mais simples que os demais casos. Desta forma, torna-se conveniente considerar, como sendo denominada de 1, qualquer uma das fases aberta. Sob o ponto de vista do controlador, o enrolamento inativo será o da fase 1, mesmo que efetivamente seja o da fase 2 ou 3. Isto pode ser implementado a partir de rotações de  $2\pi/3 \text{ rad}$  ou  $4\pi/3 \text{ rad}$  realizadas sobre as variáveis  $dq$ , dependendo de qual fase encontra-se aberta. Utilizando-se de uma notação matricial, as transformações podem ser definidas como segue: para o caso em que o enrolamento 2 está desconectado,

$$\mathbf{y}_{sdq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \mathbf{y}_{sDQ} = \mathbf{B}_2 \mathbf{y}_{sDQ}$$

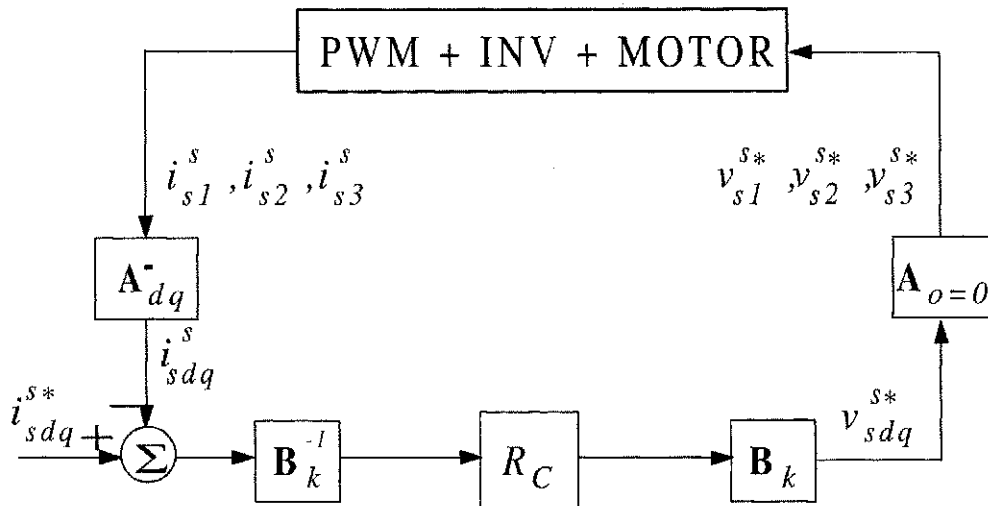


Figura 5.3: Diagrama de blocos do controlador de corrente, proposto para o sistema tolerante a falta.

e tratando-se do enrolamento 3,

$$\mathbf{y}_{sdq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \mathbf{y}_{sDQ} = \mathbf{B}_3 \mathbf{y}_{sDQ}$$

sendo que  $\mathbf{y}_{sdq} = [y_{sd} \ y_{sq}]^T$  e  $\mathbf{y}_{sDQ} = [y_{sD} \ y_{sQ}]^T$  representam, respectivamente, as componentes das tensões ou correntes no referencial original e no novo referencial. Em relação as matrizes de transformação, tem-se que  $\mathbf{B}_2^{-1} = \mathbf{B}_2^T$  e  $\mathbf{B}_3^{-1} = \mathbf{B}_3^T$ . Resumindo, as matrizes de transformação permite que seja utilizado o mesmo controlador independentemente de qual fase opera em aberto.

Fazendo uso do controlador de dupla sequência que atua sobre as correntes estatóricas no referencial original, é possível definir o diagrama de blocos ilustrado na figura 5.3, que opera conforme descrito abaixo:

- O bloco  $R_C$  representa o controlador de corrente de dupla sequência abordado no capítulo 2;
- O bloco  $\mathbf{A}_{dq}^{-1}$  corresponde a submatrix definida pelas duas últimas linhas de  $\mathbf{A}^{-1}$ ;
- O bloco  $\mathbf{A}_{o=0}$  retrata as equações (5.1), (5.2) e (5.3), entretanto quando a máquina opera com uma fase aberta apenas duas das três tensões são fornecidas;
- Os blocos  $\mathbf{B}_k$  e  $\mathbf{B}_k^{-1}$  são responsáveis pela rotação do erro das correntes e da tensão de referência, quando a fase 2 ( $k = 2$ ) ou a fase 3 ( $k = 3$ ) encontra-se aberta. Quando a fase 1 estiver inativa, as matrizes  $\mathbf{B}_k$  e  $\mathbf{B}_k^{-1}$  serão matrizes identidade, e antes da falta, estes blocos não serão utilizados.

- O bloco **PWM+INV+MOTOR** representa a modulação em largura de pulso aplicada para o controle do inversor, na alimentação do motor de indução. Para as correntes de referência,  $i_{sdq}^{s*} = [i_{sd}^{s*} \ i_{sq}^{s*}]^T$ , considera-se que são geradas a partir de um laço de controle orientado pelo campo.

Deve-se observar que na implementação do controle de corrente, não há compensação dos termos  $\varepsilon_{sd}^s$  e  $\varepsilon_{sq}^s$ , na saída dos controladores. Além disto, a utilização do **Modelo B** permite uma melhor sintonia para o controlador de eixo  $d$ .

### 5.3 Identificação da Falta

Considerando a possibilidade da ocorrência de uma falta nas diferentes partes do sistema de acionamento (retificador, inversor, circuito de comando e motor), de forma isolada ou simultânea, ficaria impossível tratar de todas em um trabalho que não é específico para esta finalidade. Por este motivo são consideradas apenas as seguintes faltas:

1.  $F_1$ : detecção de um mal funcionamento que leva à abertura de uma ou duas chaves em um mesmo braço do inversor;
2.  $F_2$ : falha no circuito de comando, de forma que uma ou duas chaves de um mesmo braço torna-se inoperante.

A tarefa de detecção da falta é realizada a partir da observação das correntes de fase, de forma que uma corrente nula, durante um intervalo de tempo pré-definido será suficiente para identificá-la. Para qualquer um dos tipos de falta considerados, a resposta do sistema será o bloqueio dos sinais de comando para as respectivas chaves da fase em que ocorre a falta. Assim, a corrente desta fase deverá permanecer nula, uma vez que a circulação da corrente, através dos diodos, resulta em uma tensão de sinal contrário ao da corrente. Na figura 5.4, encontra-se ilustrado a tensão na saída do inversor em função do sinal da corrente. Na sequência, torna-se efetiva a conexão do neutro da máquina com o ponto central do banco de capacitores ou com o braço sobressalente. Neste último caso, basta habilitar o comando das chaves, uma vez que a conexão do neutro com o braço de reserva é realizada previamente.

Caso apenas uma chave permaneça em aberto, além do semi-ciclo nulo, será observado o semi-ciclo positivo quando a chave inferior estiver aberta ou o negativo quando a chave aberta for a superior. Isolada a falta, basta selecionar o modo de controle do inversor para alimentar a máquina.

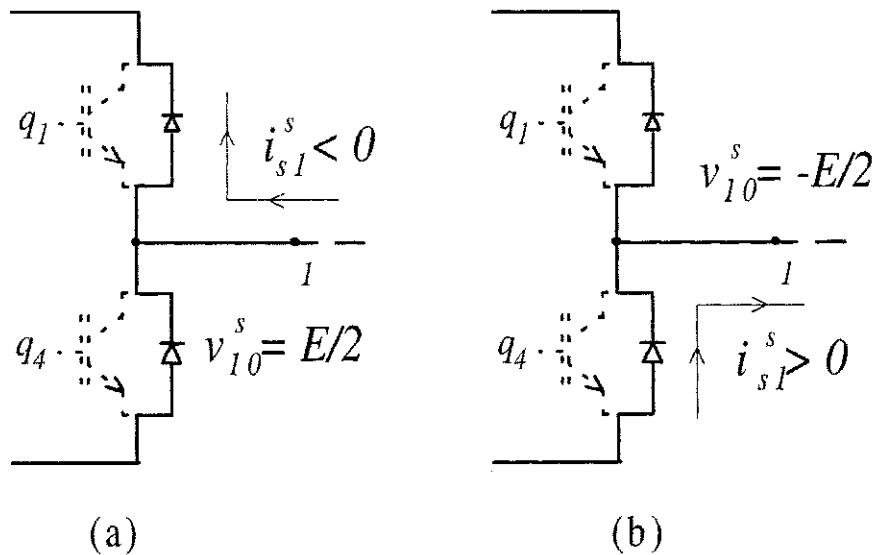


Figura 5.4: Condições de condução que irão anular a corrente na saída do inversor. (a) corrente inicial negativa e (b) corrente inicial positiva.

## 5.4 Modulação em Largura de Pulso

Uma vez com a fase aberta, deverá ser realizada a alimentação de uma carga bifásica. Portanto, feita a opção de conectar o neutro da máquina ao ponto central do capacitor, o controle do inversor fica estabelecido de acordo com o desenvolvimento apresentado no capítulo 3. De outra forma, a utilização de um braço a mais requer a alimentação de uma carga bifásica por um inversor ‘trifásico’. Assim, ao tratar do acionamento da máquina bifásica assimétrica, utilizando um inversor com seis chaves prestou-se uma colaboração ao acionamento da máquina com dois enrolamentos. Todavia, como o modelo da máquina com dois enrolamentos é derivado do modelo da máquina trifásica equilibrada, é mais sensato admitir que trata-se do acionamento de uma máquina trifásica com uma fase em aberto e não de uma máquina bifásica.

### 5.4.1 Análise dos Vetores Espaciais

Considerando uma situação na qual a fase 3 encontra-se inoperante é fácil demonstrar que as tensões sobre os enrolamentos estáticos, utilizando o braço auxiliar, são dadas por:

$$v_{s1}^s = (q_1 - q_a)E_{cc} \quad (5.44)$$

$$v_{s2}^s = (q_2 - q_a)E_{cc} \quad (5.45)$$

$$v_{s3}^s = \sqrt{3}v_{s0}^s - v_{s1}^s - v_{s2}^s. \quad (5.46)$$

Tabela 5.1: Vetores de tensão no plano  $dq$  gerados pelo conversor.

$q_1$	$q_2$	$q_a$	$\mathbf{v} = v_{sd}^s + jv_{sq}^s$
0	0	0	$\mathbf{v}_0 = 0$
1	0	0	$\mathbf{v}_1 = \sqrt{2}Ee^{j\pi/6}$
1	1	0	$\mathbf{v}_2 = \sqrt{6}Ee^{j\pi/3}$
0	1	0	$\mathbf{v}_3 = \sqrt{2}Ee^{j\pi/2}$
0	1	1	$\mathbf{v}_4 = \sqrt{2}Ee^{j7\pi/6}$
0	0	1	$\mathbf{v}_5 = \sqrt{6}Ee^{j4\pi/3}$
1	0	1	$\mathbf{v}_6 = \sqrt{2}Ee^{j3\pi/2}$
1	1	1	$\mathbf{v}_7 = 0$

Utilizando a matriz de transformação  $\mathbf{A}$ , é possível obter as seguintes expressões que definem  $v_{sd}^s$  e  $v_{sq}^s$ :

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}}(q_1 - q_a)E - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{so}^s \quad (5.47)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sqrt{2}}(q_1 + 2q_2 - 3q_a)E - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{so}^s. \quad (5.48)$$

Uma vez que o termo  $v_{so}^s$  consiste em uma perturbação introduzida pela máquina e não pelo inversor, será assumido que  $v_{so}^s = 0$  na definição dos vetores gerados pelo inversor. Desta forma, encontram-se na tabela (5.1) os vetores decorrentes da combinação dos estados das chave.

Na figura 5.5, encontram-se ilustrados os vetores apresentados na tabela (5.1) com destaque para a determinação da amplitude máxima das componentes  $dq$  ( $E_{cc}/\sqrt{2}$ ). Diferente do sistema abordado no capítulo 3, observa-se a disponibilidade de vetores nulos para compor a modulação vetorial. Além disto, verifica-se diferentes ângulos entre os vetores adjacentes e diferentes amplitudes para os conjuntos definidos por  $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$  e  $\mathbf{v}_6\}$  e  $\{\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_5\}$ .

### 5.4.2 PWM Vetorial

Utilizando-se da semelhança com o estudo realizado no capítulo 4, dado um vetor de referência  $\mathbf{v}^*$  a ser sintetizado em um período  $T$  do PWM, isto será realizado utilizando os vetores que definem o setor na qual localiza-se  $\mathbf{v}^*$  e os vetores nulos. Matematicamente, tem-se que:

$$\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_n \frac{t_n}{T} + \mathbf{v}_{n+1} \frac{t_{n+1}}{T} + \mathbf{v}_0 \frac{t_0}{T} + \mathbf{v}_7 \frac{t_7}{T} \quad (5.49)$$

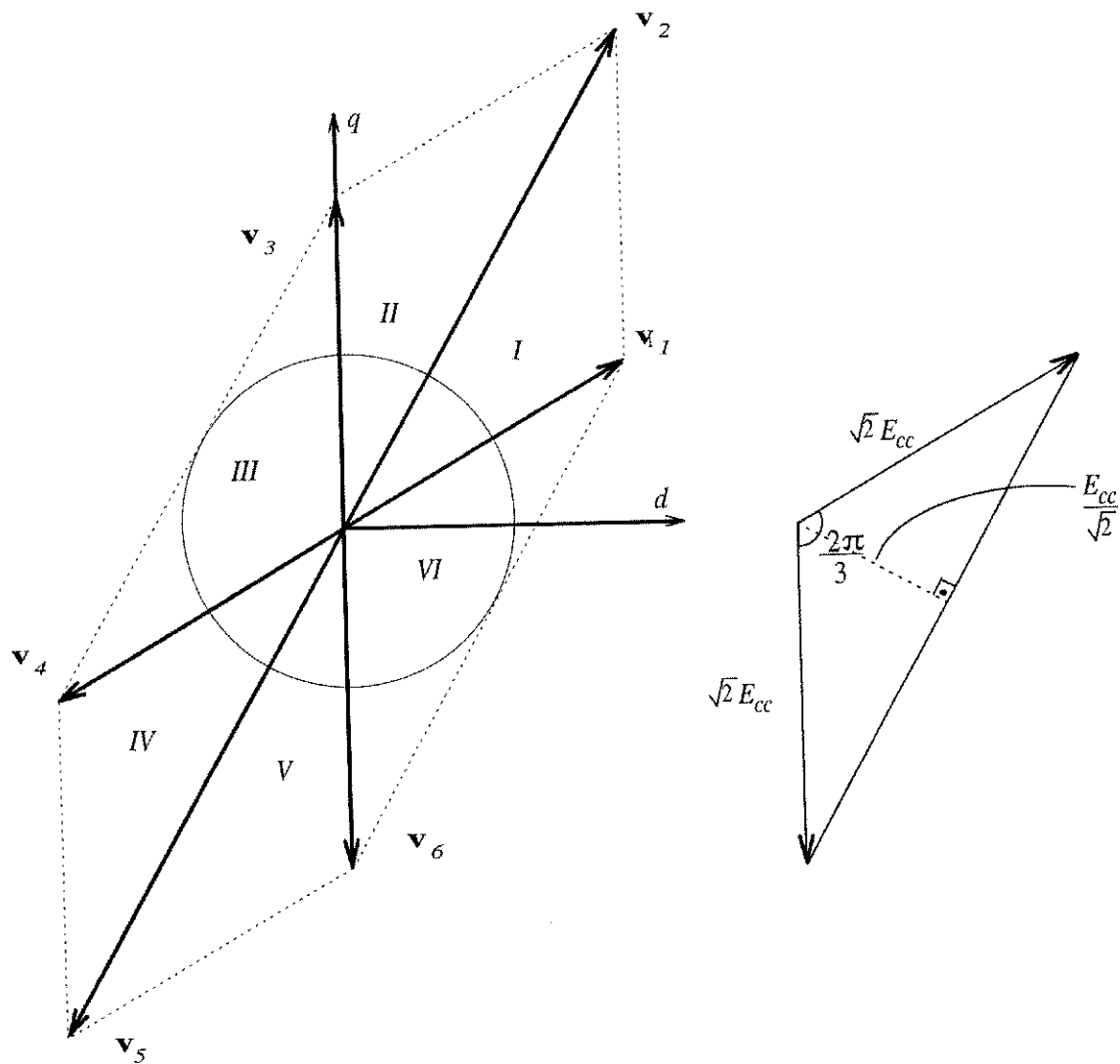


Figura 5.5: Vetores no plano  $dq$  com indicação dos setores definidos e a amplitude máxima para a tensão de fase para a máquina com dois enrolamentos.

Tabela 5.2: Identificação dos setores em função das tensões de referência.

Setores	Condição
<i>I</i>	$v_{sd}^{s*} > 0, v_{sd}^{s*} \leq \sqrt{3}v_{sq}^{s*}, v_{sd}^{s*} > \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*}$
<i>II</i>	$v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} \leq \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*}$
<i>III</i>	$v_{sd}^{s*} \leq 0, v_{sd}^{s*} < \sqrt{3}v_{sq}^{s*}$
<i>IV</i>	$v_{sd}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq \sqrt{3}v_{sq}^{s*}, v_{sd}^{s*} < \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*}$
<i>V</i>	$v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*}$
<i>VI</i>	$v_{sd}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} > \sqrt{3}v_{sq}^{s*}$

sendo que  $t_n, t_{n+1}, t_0$  e  $t_7$  devem ser positivos e  $T = t_n + t_{n+1} + t_0 + t_7$  ( $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$  com  $n + 1 = 1$ , se  $n = 6$ )

A identificação dos setores, onde encontra-se  $\mathbf{v}^*$ , é realizada conforme mostra a tabela (5.2), ou seja, para cada condição satisfeita, encontra-se associado um setor.

Em seguida, é realizado o cálculo do tempo de aplicação dos vetores como segue:

$$\begin{aligned}
 \text{Setor I} & : v_{sd}^{s*} > 0, v_{sd}^{s*} \leq \sqrt{3}v_{sq}^{s*}, v_{sd}^{s*} > \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*} \\
 t_1 & = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_2 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \quad (5.50)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Setor II} & : v_{sd}^{s*} > 0, v_{sq}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} \leq \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*} \\
 t_2 & = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{sd}^{s*}\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_3 = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \quad (5.51)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Setor III} & : v_{sd}^{s*} \leq 0, v_{sd}^{s*} < \sqrt{3}v_{sq}^{s*} \\
 t_3 & = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}v_{sd}^{s*}\frac{T}{E_{cc}} \quad (5.52)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Setor IV} & : v_{sd}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq \sqrt{3}v_{sq}^{s*}, v_{sd}^{s*} < \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*} \\
 t_4 & = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \sqrt{\frac{3}{2}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_5 = -\left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \quad (5.53)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Setor V} & : v_{sd}^{s*} < 0, v_{sq}^{s*} < 0, v_{sd}^{s*} \geq \frac{1}{\sqrt{3}}v_{sq}^{s*} \\
 t_5 & = -\sqrt{\frac{2}{3}}v_{sd}^{s*}\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{sd}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \quad (5.54)
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \text{Setor VI} & : v_{sd}^{s*} \geq 0, v_{sd}^{s*} > \sqrt{3}v_{sq}^{s*} \\ t_6 & = -\left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{sq}^{s*} - \frac{1}{\sqrt{6}}v_{sd}^{s*}\right)\frac{T}{E_{cc}} \text{ e } t_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{sd}^{s*}\frac{T}{E_{cc}} \end{aligned} \quad (5.55)$$

Definido o fator de distribuição,  $\mu$ ,  $0 \leq \mu \leq 1$ , determina-se os valores de  $t_0$  e  $t_7$  da seguinte forma:

$$t_0 = \mu(T - t_n - t_{n+1}) \quad (5.56)$$

$$t_7 = (1 - \mu)(T - t_n - t_{n+1}) \quad (5.57)$$

Em síntese a técnica de modulação pode ser descrita como segue:

i) Dado  $v_{sd}^{s*}$  e  $v_{sq}^{s*}$ , determina-se o setor atual, utilizando (5.2) e em seguida calcula-se  $t_n$  e  $t_{n+1}$ , através de uma das equações (5.50)-(5.55).

ii) Uma vez definido  $\mu$ , calcula-se  $t_0$  e  $t_7$  segundo as equações (5.56) e (5.57).

### 5.4.3 PWM Escalar

O cálculo da largura de pulso dos braços do inversor pode ser realizado segundo expressões tradicionais dadas por:

$$\begin{aligned} \tau_1 & = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{s1}^{s*} \\ \tau_2 & = \frac{T}{2} + \frac{T}{E}v_{s2}^{s*} \\ \tau_a & = \frac{T}{2} \end{aligned}$$

No caso em que as tensões de referência são dadas em termo das variáveis  $dq$ , basta aplicar a transformação definida pela matriz  $A$  para obter as grandezas de fase.

A figura 5.6 apresenta dois ciclos dos sinais de controle das chaves  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_a$  no caso em que  $K = 1$ . A partir desta mesma figura, percebe-se que as larguras de pulso são dadas por  $\tau_1 = t_1 + t_2 + t_7$ ,  $\tau_2 = t_2 + t_7$  e  $\tau_a = t_7$ . O cálculo das larguras de pulso para todos os setores em função do tempo de aplicação dos vetores encontra-se na tabela 5.3.

## 5.5 Resultados Experimentais

O sistema de acionamento utilizado na etapa experimental é composto por um conversor estático de potência, funcionando com uma frequência de chaveamento igual a  $5kHz$ , alimentando um motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola e controlado

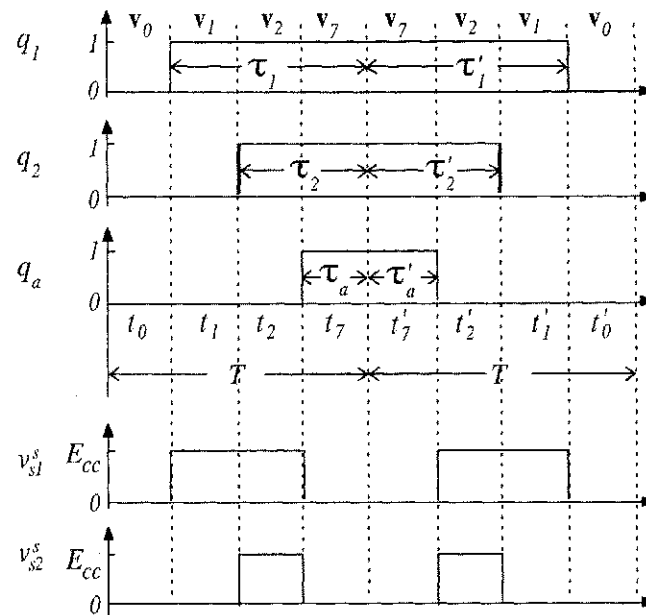


Figura 5.6: Largura de pulso das chaves  $q_1$ ,  $q_2$  e  $q_a$  para o caso em que o vetor de referência encontra-se no setor  $I$ , e as tensões de fase geradas.

por um microcomputador (PC-Pentium - 266MHz). A geração dos sinais de comandos para o inversor e a aquisição de dados são realizadas utilizando-se, adicionada ao microcomputador, uma placa dedicada dotada de um temporizador de 16 bits (8254) e um conjunto de conversores analógico-digital de 12 bits (AD1674). O processamento dos dados é realizado por um programa em linguagem C, utilizando uma rotina em tempo real, sendo o período de discretização ( $h$ ) igual a  $200\mu s$ .

Os experimentos tiveram os seguintes objetivos:

1. Comprovar o comportamento do sistema mediante à perda do comando em uma

Tabela 5.3: Determinação da largura de pulso das chaves como função do tempo de aplicação dos vetores ativos.

Setor I	Setor II	Setor III
$\tau_1 = t_7 + t_2 + t_1$	$\tau_1 = t_7 + t_2$	$\tau_1 = t_7$
$\tau_2 = t_7 + t_2$	$\tau_2 = t_7 + t_2 + t_3$	$\tau_2 = t_7 + t_4 + t_3$
$\tau_a = t_7$	$\tau_a = t_7$	$\tau_a = t_7 + t_4$
Setor IV	Setor V	Setor VI
$\tau_1 = t_7$	$\tau_1 = t_7 + t_6$	$\tau_1 = t_7 + t_6 + t_1$
$\tau_2 = t_7 + t_4$	$\tau_2 = t_7$	$\tau_2 = t_7$
$\tau_a = t_7 + t_4 + t_5$	$\tau_a = t_7 + t_6 + t_5$	$\tau_a = t_7 + t_6$

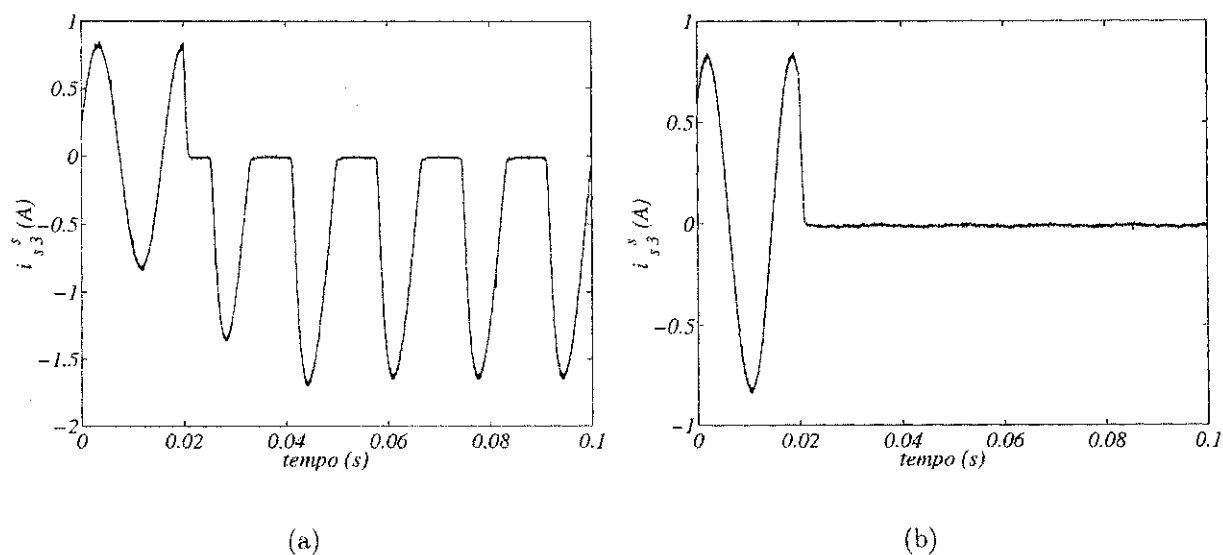


Figura 5.7: Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave  $q_3$  é aberta (a) e quando as chaves  $q_3$  e  $q_6$  são abertas simultaneamente (b).

ou duas chaves de um mesmo braço do inversor;

2. Mostrar que é possível manter o controle das correntes após a ocorrência das faltas  $F_1$  ou  $F_2$ , garantindo a continuidade da estratégia de acionamento de alto desempenho que estiver em uso;
3. Evidenciar o ganho em termos de eficiência que o controlador de dupla sequência representa frente ao controlador de sequência positiva.

Nas figuras 5.7a e 5.7b, encontra-se ilustrada a evolução da corrente na saída do inversor quando ocorre a falta na chave superior figura 5.7a ou em ambas as chaves figura 5.7b. Conforme pode ser observado, em qualquer um dos casos, a falta ocorre no instante igual a  $0,02s$ . Em decorrência do tipo de falta, a corrente permanece nula durante todo o período, figura 5.7b, ou apresenta semiciclos negativo, figura 5.7a. Para qualquer um dos casos o intervalo de tempo em que a corrente permanece em zero permite a identificação da falta.

As figuras 5.8 e 5.9 ilustram o comportamento das correntes de referência e medida, instantes antes e após a ocorrência da falta, quando da utilização do controlador de sequência positiva, figura 5.8, e de dupla sequência, figura 5.9. A falta provocada consiste na abertura das chaves da fase 3 e ocorre no instante  $t = 0,02s$  com o sistema operando a  $60Hz$ . Como pode-se verificar, o controlador de dupla sequência garante a operação do sistema com um erro de regime permanente em torno de 5%. Já o controlador

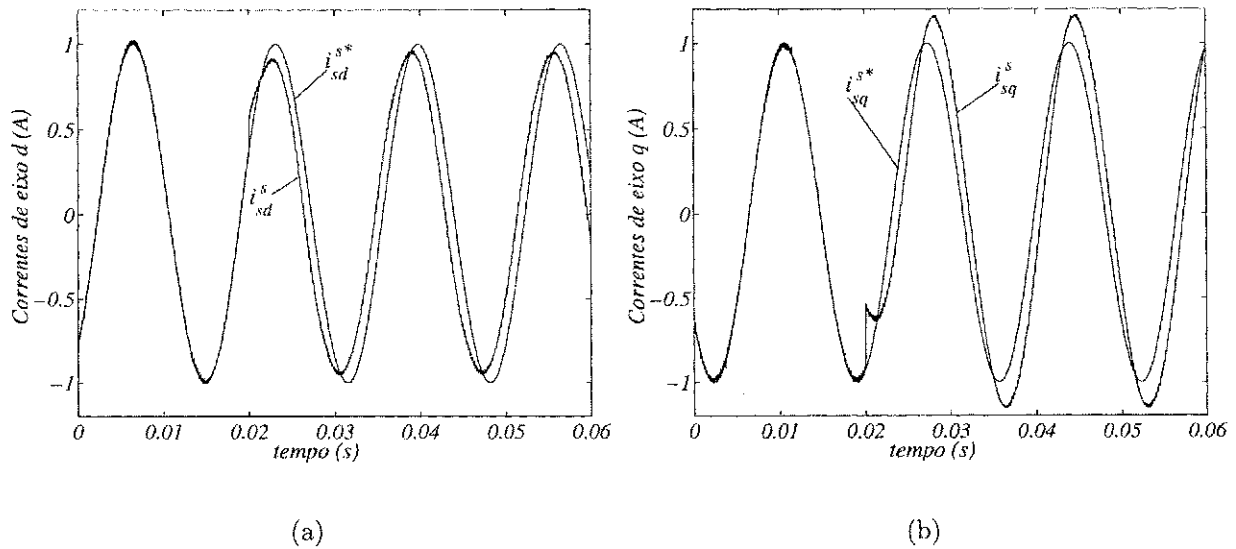


Figura 5.8: Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave  $q_3$  é aberta (a) e quando as chaves  $q_3$  e  $q_6$  são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de sequência positiva.

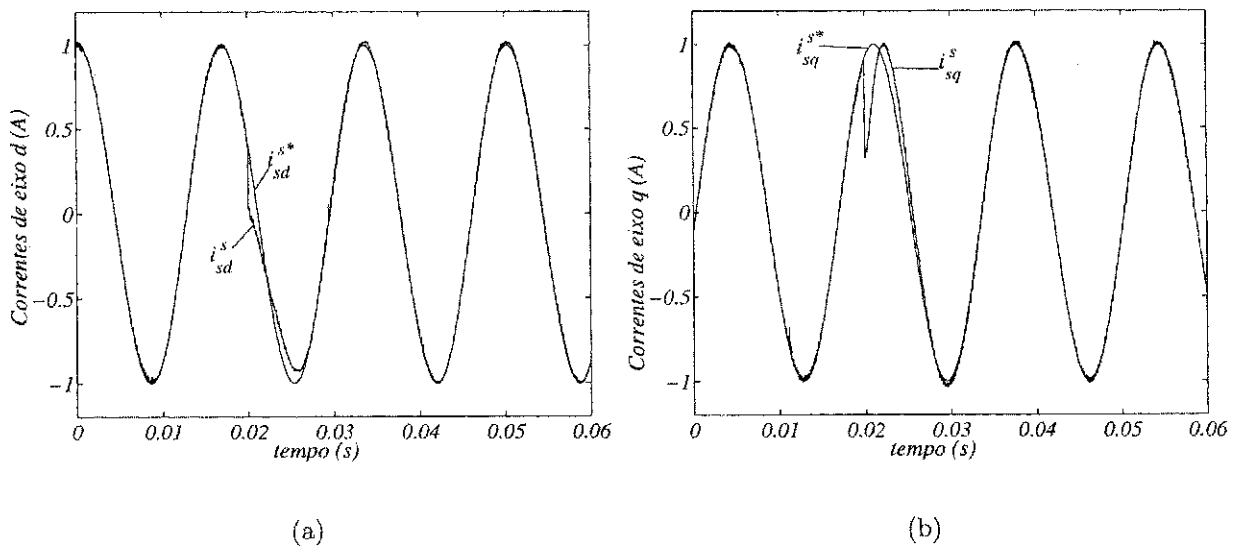


Figura 5.9: Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave  $q_3$  é aberta (a) e quando as chaves  $q_3$  e  $q_6$  são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de dupla sequência.

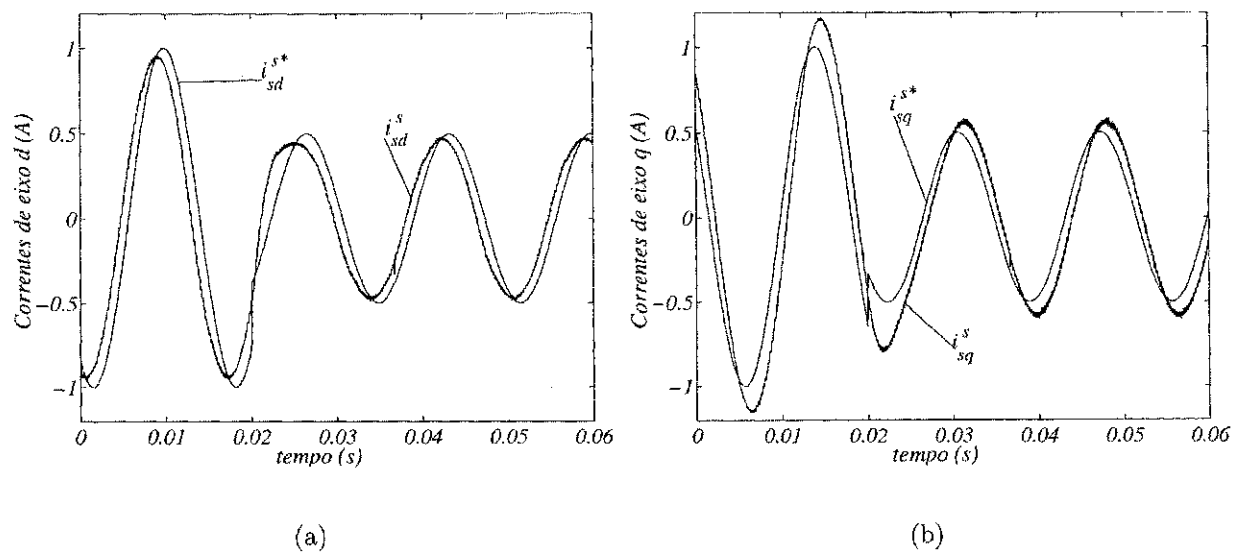


Figura 5.10: Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave  $q_3$  é aberta (a) e quando as chaves  $q_3$  e  $q_6$  são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de sequência positiva.

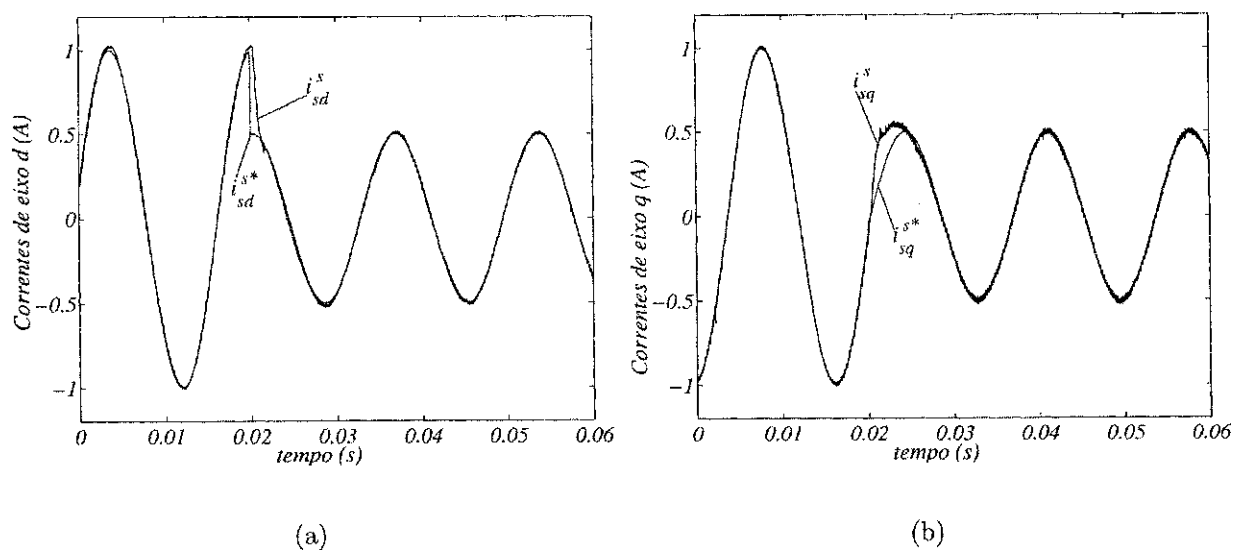


Figura 5.11: Perfil da corrente na saída do inversor quando apenas a chave  $q_3$  é aberta (a) e quando as chaves  $q_3$  e  $q_6$  são abertas simultaneamente (b), utilizando o controlador de dupla sequência.

de sequência positiva fica limitado a um erro de 33% para a corrente de eixo  $d$  e de 40% para a corrente de eixo  $q$ .

Nas figuras 5.10 e 5.11, encontram-se ilustradas as correntes de referência e medida, com o intuito de permitir uma visualização do desempenho dos controladores de corrente, frente a um transitório de corrente, quando operando sob condições de falta. A corrente de referência é definida de modo que  $i_{s1}^{s*} = 0,81 \cos(120\pi t)$ , para  $0 \leq t < 0,02s$  e  $i_{s1}^{s*} = 0,81/2 \cos(120\pi t)$ , para  $0,02 \leq t < 0,06s$ . A utilização do controlador de sequência positiva, isoladamente, não garante um bom desempenho, figura 5.10. Todavia, o controlador de dupla sequência permite que a corrente de referência siga de forma satisfatória a corrente de referência, figura 5.11.

## 5.6 Conclusões

Este capítulo tratou da análise da implementação de um sistema de acionamento tolerante a falhas, para uma máquina de indução trifásica. Para isto, foi desenvolvido um modelo de controle adequado para a máquina, sob condições de falta. Para o desenvolvimento do modelo de controle, foi mantido o modelo  $dq$  original da máquina trifásica, como forma de simplificação, já que evita-se a definição de um novo modelo.

Para definir o controle do inversor, demonstra-se que é possível adotar técnicas vetorial e escalar, utilizando as condições de contorno estabelecidas pela máquina. Com isto, mostrou-se como é possível manter a máquina funcionando de forma equilibrada, após um dos braços do inversor tornar-se inoperante.

# Capítulo 6

## Inversor Multinível

### 6.1 Introdução

Os sistemas multiníveis com neutro grampeado foram introduzidos como uma alternativa para o desenvolvimento de sistemas de acionamento mais eficientes, quando comparado a sistemas convencionais que possuem apenas dois níveis [17]. Basicamente, a eliminação de harmônicos associados a alimentação de um motor utilizando um inversor, contribui diretamente para a redução das perdas causadas pelas componentes harmônicas e pela componente pulsante do torque.

Assim, o inversor de três níveis com neutro grampeado passou a ser visto como uma alternativa para o aumento da eficiência dos sistemas alimentados por inversores, com a vantagem das chaves de potência bloquearem apenas metade da tensão do barramento CC.

No presente trabalho, é proposto uma nova alternativa de utilização da topologia multinível, visando sistemas de baixo custo, para baixa potência [95]. Com base no princípio de que as chaves de potência bloqueiam apenas metade da tensão do barramento, este sistema tem sido utilizado para alimentar sistemas de elevada potência e tensão. Todavia, o mesmo princípio pode ser utilizado para desenvolver sistemas de baixa potência e tensão utilizando dispositivos de baixa tensão.

Atualmente, dispositivos de potência do tipo MOSFET, para baixa tensão, tem apresentado uma relação de aproximadamente 4:1 em termos de custo por ampere quanto comparado aos tradicionais IGBTs. Um dos motivos para esta diferença é a larga aplicação deste tipo de dispositivo pelas indústrias automotiva e de fontes de potência. Ainda para esta topologia, é proposto um circuito de disparo alternativo, com componentes discretos, para o controle das chaves de potência e um modo de operação de apenas dois níveis. Juntamente com os circuitos de disparo, foi testado

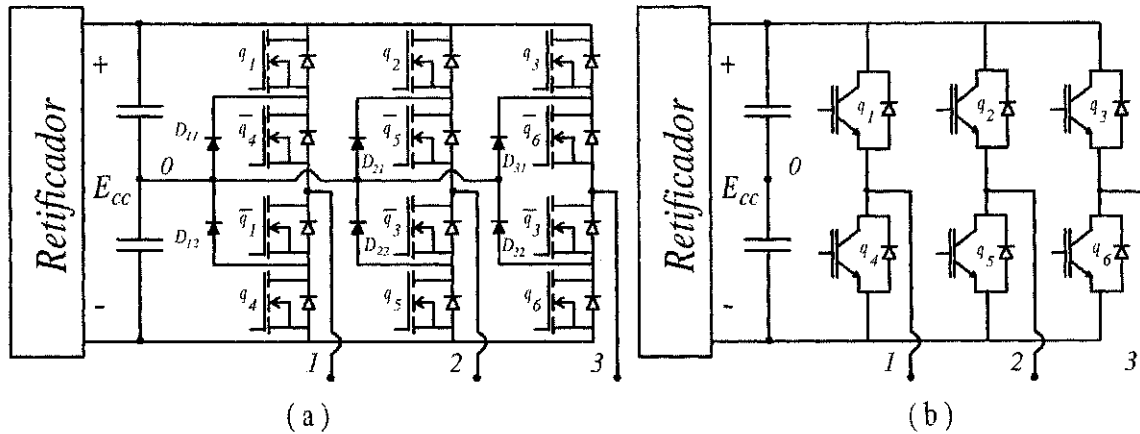


Figura 6.1: Sistemas trifásicos (a) três níveis a MOSFET e (b) dois níveis a IGBT's.

um sistema estendido de “bootstrap” de forma a implementar quatro fontes isoladas, por braço, para alimentação dos circuitos.

Na figura 6.1 encontram-se as versões trifásicas para os inversores a MOSFETs e a IGBTs. Os esclarecimentos sobre o funcionamento da topologia proposta são realizados com base em uma análise simples dos princípios que cobrem a operação de um inversor multinível. Apesar de ter se mostrado viável, esta topologia foi proposta no último estágio de desenvolvimento deste trabalho, por isto e pelo fato de que realiza um modo de operação muito semelhante ao do inversor com IGBTs, os conceitos e princípios de funcionamento bem como a ilustração de resultados ficam restritos a este capítulo. Nos demais capítulos a alimentação da máquina é realizada por inversores a IGBTs, porém assume-se que pode ser realizado por este tipo de inversor.

## 6.2 Princípio de Operação

Tomando como base um braço de um inversor multinível e de um inversor de dois níveis, figura 6.2, é fácil estabelecer uma representação para as tensões de saída, associadas ao estado das chaves. Ou seja, no caso do inversor de dois níveis o nível 0 corresponde a menor tensão de saída ( $-E_{cc}/2$ ) e o nível 1 define a tensão positiva ( $E_{cc}/2$ ). Já para o inversor com neutro grampeado, tem-se que o nível 0 mantém a correspondência com a menor tensão de saída ( $-E_{cc}/2$ ), o nível 1 resulta em uma tensão nula e o nível 2 especifica a saída positiva do sistema ( $E_{cc}/2$ ). No intervalo em que se aplica o nível 1, um dos diodos de grampeamento conduz a corrente da carga. Uma vez que a proposta para o sistema desenvolvido é a redução de custos, no que se refere aos diodos que realizam o grampeamento, optou-se pela utilização de dispositivos com capacidade de conduzir correntes instantâneas elevadas, porém com um valor médio baixo. Esta



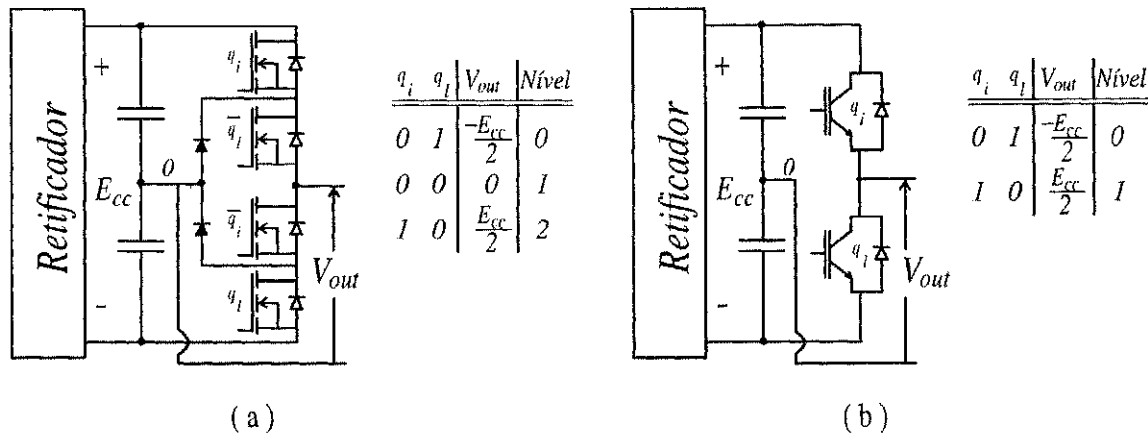


Figura 6.2: Tensões e estados das chaves para os inversores (a) três níveis e (b) dois níveis.

opção, foi adotada por [96] para obter uma topologia que realiza chaveamento não dissipativo, objetivando redução de custo. Assim, ao invés de aplicar o nível 1 por um intervalo de tempo especificado para composição da tensão de saída, utiliza-se a tensão nula apenas como um estado de transição entre o nível 0 e o nível 2.

Sob o ponto de vista das estratégias PWM desenvolvidas para o controle de um inversor multinível, o presente caso não objetiva utilizar o conceito de multi-portadoras, [97, 98, 22] o qual estabelece que em um sistema com  $N$  níveis de tensão utiliza-se  $N - 1$  portadoras. Ao invés disto, o presente sistema faz uso direto de estratégias desenvolvidas para o inversor de dois níveis. Neste caso, a geração do nível 1 (tensão nula) ocorre durante o intervalo correspondente ao tempo morto, aplicável no caso do inversor de dois níveis, apenas como sendo um nível de transição entre os níveis  $-E_{cc}/2$  e  $E_{cc}/2$  e vice-versa. Na figura 6.3, encontra-se ilustrada a lógica que permite realizar o controle do inversor de três níveis com base nos sinais de comando de um inversor de dois níveis -  $G_s$  and  $\overline{G}_s$  - bem como a tensão de saída para o caso multiníveis, figuras 6.3(a) e (b). Neste caso,  $t_{off}$  corresponde ao tempo morto, que na verdade é o intervalo no qual se aplica a tensão nula, figura 6.3(c). Os efeitos de  $t_{off}$  (tempo morto), implementado por “hardware” ou “software”, não são discutidos neste trabalho. Apenas se faz uso desta “característica” para geração da tensão nula na fase do inversor, durante o período de transição. Conforme será mostrado, o modo de operação em dois níveis, apresenta resultados semelhantes aos do inversor de dois níveis, em termos de desempenho. Ainda na figura 6.3(c), é possível concluir como seria a forma de onda para o caso no qual a tensão nula é efetivamente utilizada. Isto é, a parte sombreada corresponde a uma média nula, de forma que apenas o intervalo sem sombreamento seria suficiente para gerar a mesma tensão média, desde que a tensão de saída seja nula em toda a área

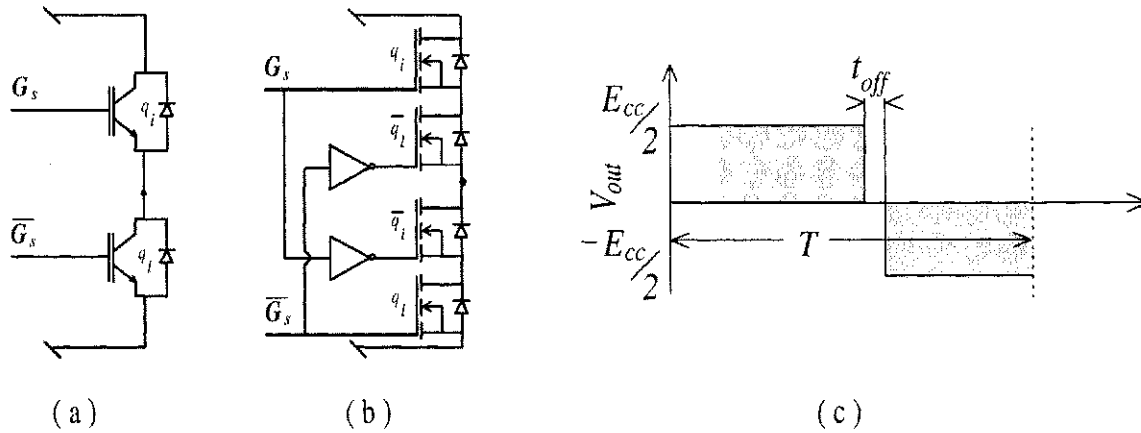


Figura 6.3: Lógica operacional para o inversor multinível com base nos sinais de comando de um inversor de 2 níveis e forma de onda na saída do inversor multinível.

sombreada.

Para alimentação dos circuitos de comando foi proposto um sistema alternativo, no qual utilizam-se componentes discretos, cujo funcionamento encontra-se descrito na próxima seção.

### 6.2.1 Fonte de Tensão dos Circuitos de Comando

Tendo em vista que a topologia proposta necessita de quatro fontes isoladas, para alimentação dos circuitos de comando de um dos braços, e buscando uma forma alternativa para a implementação destas fontes de tensão, optou-se pela extensão de sistemas de “charge pump” ou “bootstrap” utilizados para sistemas de dois níveis. Assim, evita-se a utilização de transformadores para esta tarefa, otimizando o volume do circuito de comando ao tempo em que reduz o custo. Com base na figura 6.4(a) é fácil compreender o funcionamento deste circuito. Observe que o circuito da chave inferior tem uma fonte de tensão padrão, logo, não depende do estado das chaves de potência para dispor da tensão para realizar o comando da chave. Uma vez que a chave inferior esteja apta para conduzir,  $n_3$  e  $n_4$  passam a ser comuns carregando o capacitor  $V_{G3}$  através do diodo  $D_{G3}$ . A partir deste estágio, o capacitor  $V_{G2}$  pode ser carregado, através de  $D_{G2}$ , na medida que o neutro  $n_2$  torna-se comum com  $n_3$  por ocasião do fechamento de  $\bar{q}_i$ , independentemente do estado das demais chaves do circuito. A partir de então, o carregamento de  $V_{G1}$  ocorrerá em consequência do fechamento de  $\bar{q}_i$ , através do diodo  $D_{G1}$ . Após um ciclo completo, todos os circuitos de comando encontram-se com capacidade de realizar o chaveamento, sendo que os capacitores deverão ser capazes de garantir a alimentação dos circuitos de comando antes de serem carregados novamente. De uma outra forma, tem-se que: a aplicação do nível 0 permite o car-

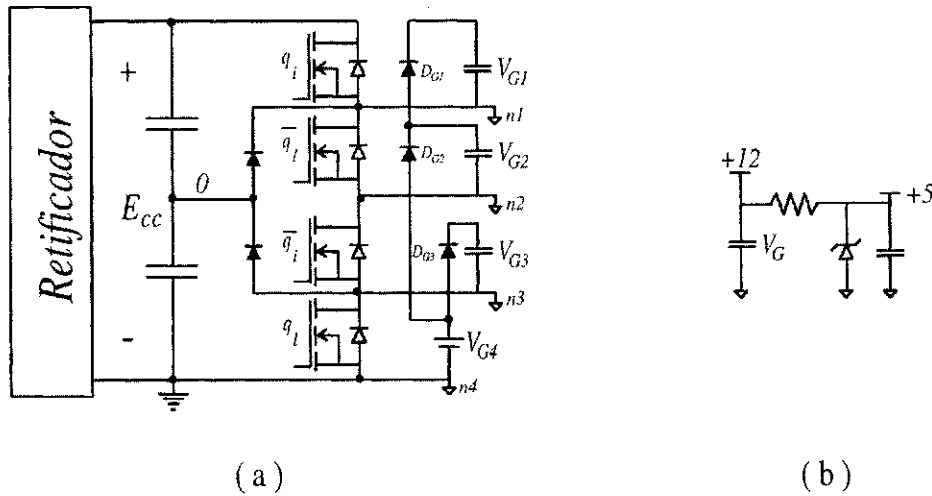


Figura 6.4: Fontes de tensões isoladas para alimentação dos circuitos de comando das chaves de potência.

regamento de  $V_{G3}$  e  $V_{G2}$ , o nível 1 permitir o carregamento de  $V_{G2}$  e  $V_{G1}$  e o nível 2 permite o carregamento de  $V_{G1}$ . Para este sistema, foram considerados dois aspectos básicos: 1) Os diodos responsáveis pelo carregamento das fontes de tensão isoladas, devem ser capazes de bloquear a tensão do barramento CC. Economicamente, isto não tem consequência, uma vez que o preço de diodos de baixa potência não sofre influência das tensões de bloqueio; 2) Tendo em vista a conexão em série de alguns componentes é necessário levar em conta a queda de tensão sobre eles, de forma a garantir a tensão correta para alimentação do circuito de comando. Como exemplo, observe que a tensão de  $V_{G1}$  deverá ser correspondente à tensão da fonte  $V_{G4}$  menos a queda de tensão em  $q_l$ ,  $\bar{q}_i$  e  $\bar{q}_l$  e da queda de tensão em  $D_{G1}$  e  $D_{G2}$ . Sem falar na queda de tensão que os capacitores sofrem quando da alimentação dos circuitos de comando. Assim, adotou-se um sistema regulado por um diodo tipo zener para garantir uma tensão estável de  $+5V$  para os circuitos de comando, enquanto o “charge pump” carrega os capacitores principais em aproximadamente  $+12V$ , figura 6.4(b).

### 6.2.2 Circuito de Comando

Para o comando das chaves, foi utilizado o circuito mostrado na figura 6.5, o qual consiste de um isolador óptico para interface da largura de pulso originada pelo circuito de controle, cinco resistores e três transistores, sendo dois do tipo NPN e um do tipo PNP, todos eles, com o encapsulamento do tipo TO-92, o que implica em tamanho reduzido.

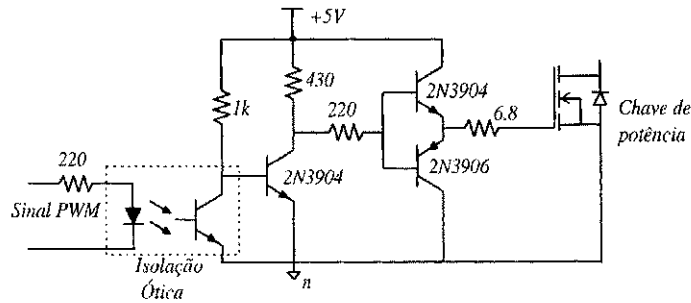


Figura 6.5: Circuito de comando, baseado em componentes discretos para disparo das chaves de potência.

### 6.3 Análise Harmônica

Conforme proposta de desenvolvimento deste inversor, o modo de operação suportado por ele deve ser equivalente ao de inversores de dois níveis baseados em IGBTs. Assim foram realizados estudos para avaliar o comportamento bem como o efeito deste modo de operação sobre o modo convencional de operação do inversor com neutro grampeado. Além disto, ambos os modos foram comparados com os de um inversor a IGBTs.

Para esta análise, levando em conta que a proposta de utilização do inversor a MOSFETs, neste trabalho, prevê as mesmas aplicação previstas para o inversor a IGBTs, foi realizada uma análise harmônica sobre a tensão de uma das fases do inversor e em seguida os resultados foram comparados. A análise harmônica foi realizada com base no cálculo da distorção harmônica, dada por:

$$WT_{hd}(p) = \left[ \frac{1}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \right] \cdot 100\% \quad (6.1)$$

onde:

$a_1$  é a amplitude da componente fundamental da tensão de pólo;

$a_i$  é a amplitude do  $i$ -ésimo harmônico da tensão de pólo;

$p$  é o número de harmônicos considerado no cálculo.

Os resultados do cálculo da WTHD em função do índice de modulação, encontram-se na figura 6.6. Como pode-se perceber, a introdução da tensão nula para a transição entre os valores máximo e mínimo da tensão de saída permite manter o mesmo desempenho do inversor de dois níveis. Ainda na figura 6.6, é possível observar como seria o comportamento, em termos da WTHD em função do índice de modulação, para o caso em que utiliza-se a tensão nula, com o objetivo de aumentar o desempenho do sistema.

Além dos resultados em termos da WTHD, a forma de onda do sistema proposto, para o caso monofásico, figura 6.7, permite uma outra ilustração do funcionamento

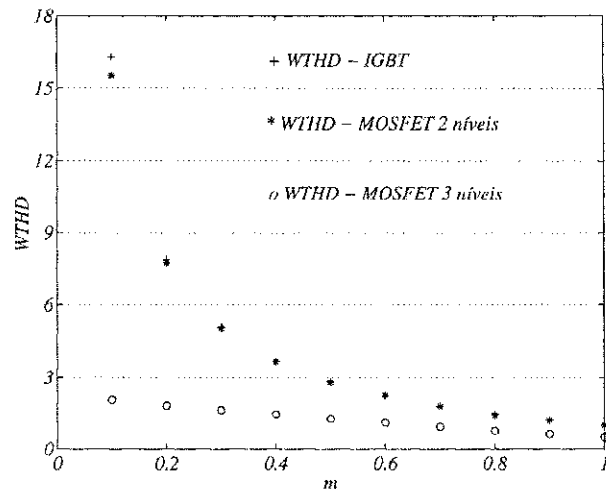


Figura 6.6: Análise harmônica da tensão de saída para, o inversor a IGBT's "+", inversor a MOSFET's no modo 2 níveis "\*" e inversor a MOSFET's no modo 3 níveis "o".

do inversor a MOSFET operando no modo 2 e 3 níveis. Como se pode verificar, o funcionamento no modo 2 níveis é semelhante ao apresentado pelo inversor a IGBT. Neste caso, o tempo morto, ou melhor, o tempo de aplicação da tensão nula utilizado na simulação é de  $1\mu s$ , para o caso do inversor multinível. Para o inversor a IGBT foi considerado o caso ideal no qual as chaves complementares comutam simultaneamente.

## 6.4 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais descrevem o funcionamento de um inversor cuja chave de potência são especificadas para 150V/12A e controladas por meio de um DSP Motorola, modelo DSP56F805. A frequência de chaveamento foi ajustada para  $10kHz$  e a programação do DSP foi realizada de forma a gerar tensões de saídas centradas. Como sinal de saídas para o controle das chaves são geradas 6 saídas e um circuito lógico auxiliar gera os outros 6 sinais de forma a obter os 12 sinais necessários para o controle do inversor. Em termos genéricos, o objetivo era avaliar o funcionamento do sistema não só em termos das saídas fornecidas, como também os circuitos de comando, incluindo as fontes de tensão isoladas. Assim, na figura 6.8 encontram-se as tensões nos capacitores principais da fonte de tensão dos circuitos de comando e após regulação através dos diodos zenner. Como se pode observar, é evidente uma queda de tensão nos componentes constituintes do "charge pump" de forma que foi possível registrar uma queda de até 3V, na tensão de  $V_{G1}$ , em relação a  $V_{G4}$ , o que mostra uma deteriorização na qualidade da fonte de tensão, na medida que o número de níveis do "charge pump"

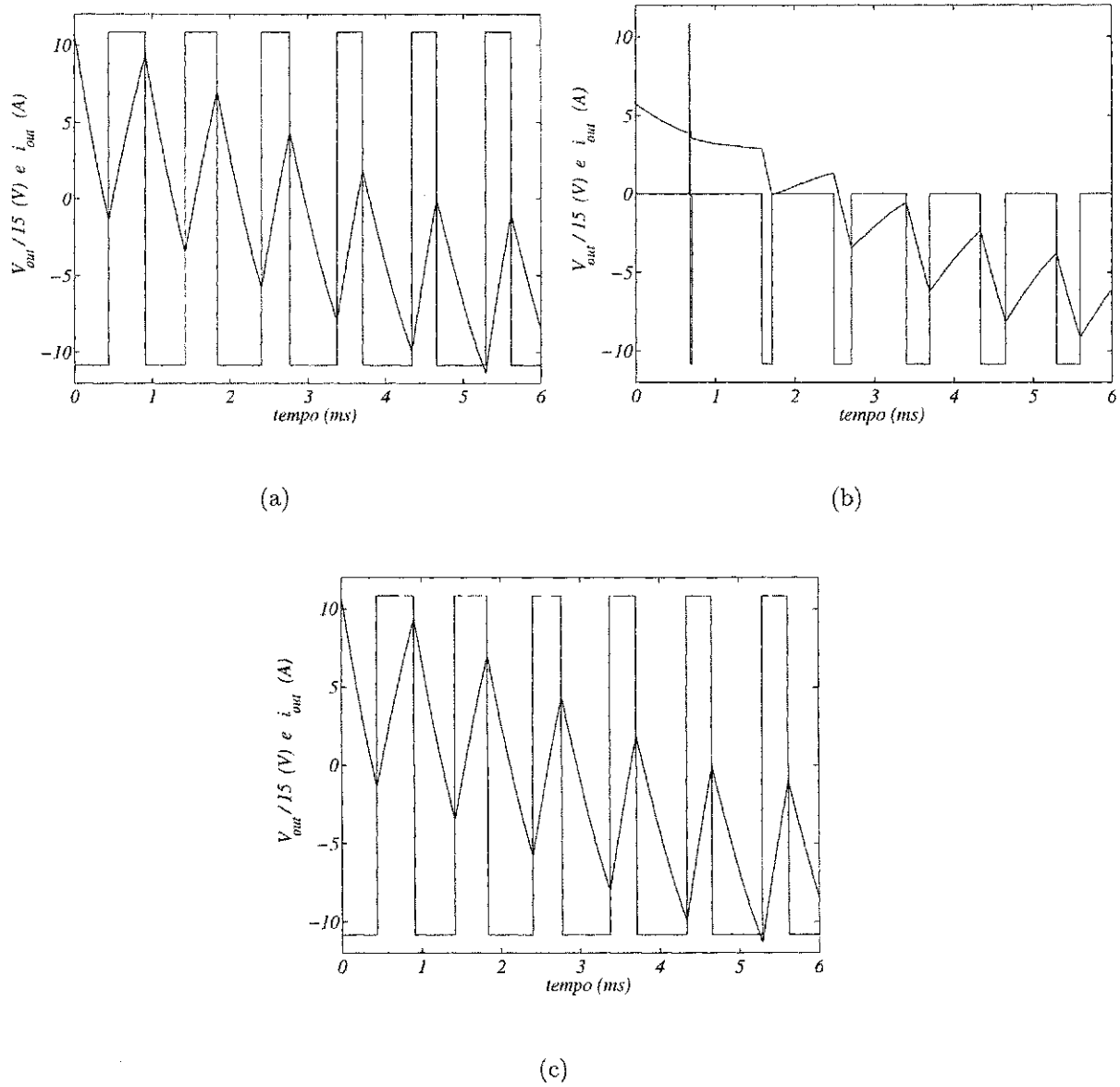


Figura 6.7: Tensão e corrente de saída para os seguintes sistemas: a) IGBT; b) MOSFET três níveis; c) MOSFET dois níveis.

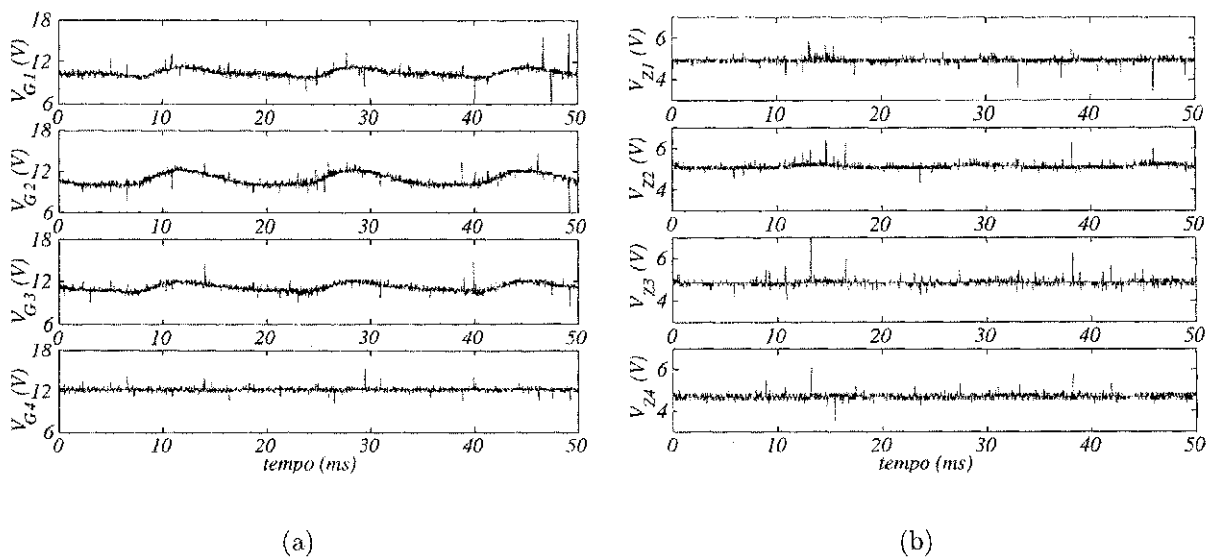


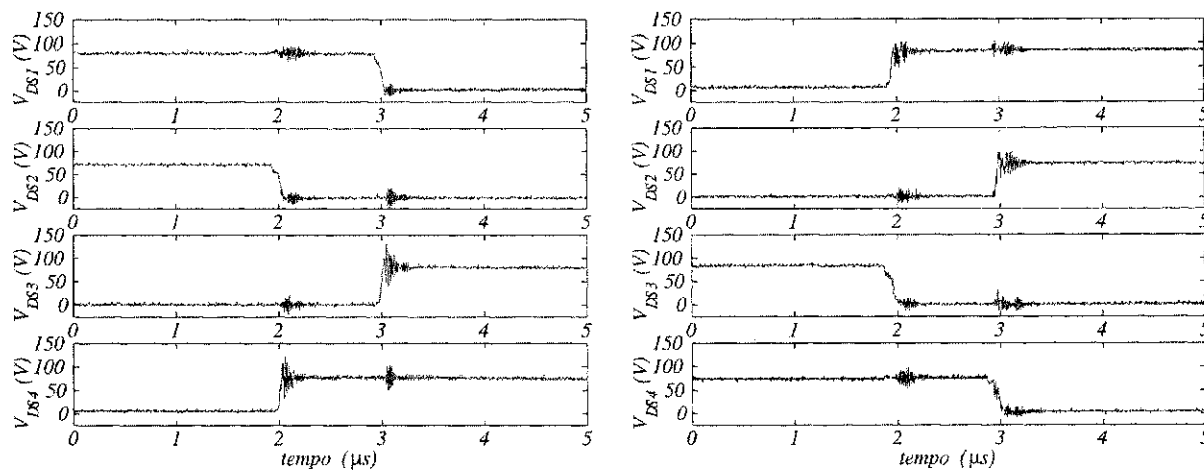
Figura 6.8: Tensões nos capacitores principais do “charge-pump” (a) e reguladas pelos diodos zenner (b).

aumenta. Associada a queda de tensão é possível observar uma componente de 60Hz decorrente da influência da corrente da carga sobre a queda de tensão nas chaves de potência. Todavia, como a fonte interna do circuito de comando é de 5V, regulado por diodos do tipo zener, este efeito não aparece.

Nas figuras 6.9(a), 6.9(b) e 6.9(c) encontram-se as tensões sobre as chaves de potência do inversor, quando em operação. Nas figuras 6.9(a) e 6.9(b) é possível observar os detalhes da transição das tensões sobre as chaves quando a tensão de saída é comutada de  $-E_{cc}/2$  para  $E_{cc}/2$ , figura 6.9(a), bem quando a transição ocorre de  $E_{cc}/2$  para  $-E_{cc}/2$ , figura 6.9(b). Observe que a tensão do barramento CC esta sendo compartilhada correntemente entre as chaves. Além disto, pode-se concluir que os pulsos de comando gerados com base no funcionamento de um inversor de dois níveis podem ser aplicado no controle deste inversor, figura 6.9(c).

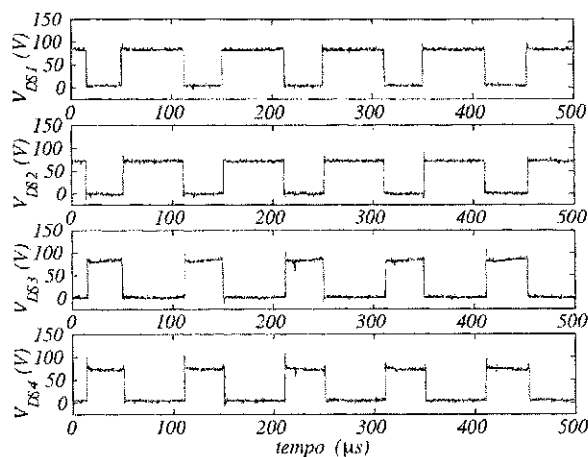
Como forma de melhor ilustrar a transição utilizando uma tensão de saída nula, na figura 6.10(a) encontra-se plotado o sinal trifásico de saída do inversor para dois ciclos de funcionamento. Na figura 6.10(b) é dado destaque a meio ciclo do período de chaveamento de forma a permitir observar os vetores de tensão utilizando bem como a tensão nula para a transição entre os dois níveis de operação do inversor.

Por fim, nas figuras 6.11(a) e 6.11(b), encontram-se as formas de onda da tensão e correntes de fase da carga em regime contínuo e em malha aberta, figura 6.11(a), bem como as tensões no banco de capacitor, figura 6.11(b).



(a)

(b)



(c)

Figura 6.9: Tensões sobre as chaves do inversor, quando em operação. (a) transição de  $-E_{cc}/2$  para  $E_{cc}/2$ , (b) transição de  $E_{cc}/2$  para  $-E_{cc}/2$  e (c) vista expandida.



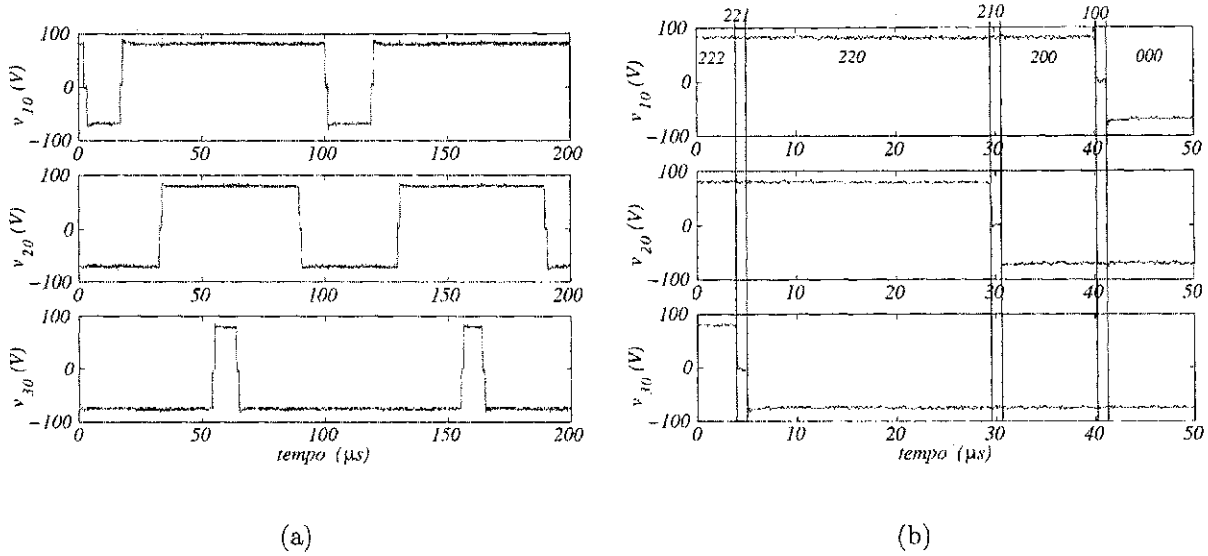


Figura 6.10: Tensões de saída (a) e detalhe da modulação PWM (b) mostrando a transição utilizando tensão nula.

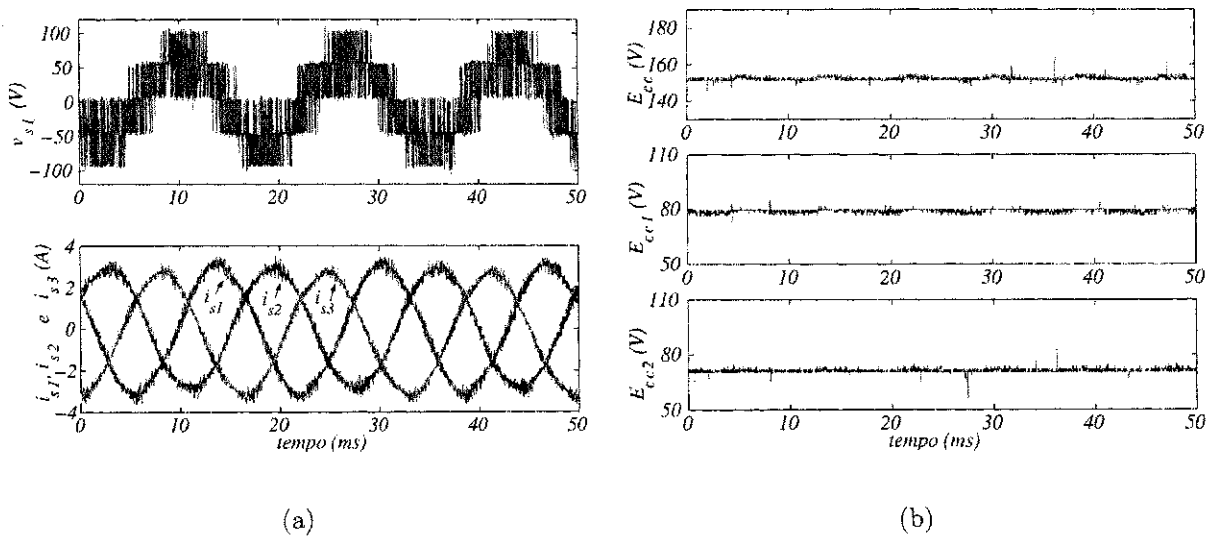


Figura 6.11: Tensão de fase e correntes referentes ao funcionamento de um motor de indução acionado pelo inversor proposto em malha aberta (a) e tensão no banco de capacitores durante o funcionamento (b)..

## 6.5 Conclusões

Com o intuito de desenvolver uma alternativa para a composição de um sistema de acionamento de baixo custo, que possa substituir os inversores que utilizam IGBTs, analisados neste trabalho, foi desenvolvido um inversor multinível com neutro grampeado que utiliza dispositivos do tipo MOSFET operando com apenas dois níveis. Associado ao desenvolvimento deste sistema, encontra-se a proposta de utilização de um sistema de “charge pump” de quatro níveis para alimentação dos circuitos de comando das chaves bem como a utilização do inversor de três níveis no modo dois níveis. Em síntese, pode-se afirmar que trata-se de um sistema que pode substituir os convencionais a IGBTs em aplicações de baixa potência.

# Capítulo 7

## Conclusões Gerais e Sugestões para Trabalhos Futuros

Os estudos realizados apontam de forma direta a viabilidade das estruturas com número reduzido de componentes ou com três níveis, baseada em dispositivos MOSFET, para realização do acionamento de alto desempenho, utilizando máquinas elétricas de indução.

No que se refere as estruturas com número reduzido de componentes pode-se concluir que:

- As estruturas reduzidas em nada comprometem o desempenho do acionamento do motor a ser utilizado. Mesmo para os casos em que se verifica a presença de assimetrias na máquina, como o caso do motor monofásico e da máquina com a fase aberta, fica claro que a redução do número de chaves não implica na degradação das técnicas de acionamento de alto desempenho para motores de indução;
- O algoritmo desenvolvido para o cálculo das larguras de pulso pode ser aplicado para os diferentes sistemas mantendo a variável de controle  $\mu$  para seleção das estratégias PWM. Note que esta variável assume papéis diferentes em função da topologia. Ou seja, para o caso em que se dispõe de tensões nulas,  $\mu$  está associado a distribuição das rodas livres (motor monofásico – inversor com três braços e motor trifásico – injersor com quatro braços em uma situação de pós falta). Já para os casos nxs quais não há como aplicar uma tensão nula,  $\mu$  estabelece a escolha de um modo de operação de forma a satisfazer critérios operacionais;
- As classificações realizadas em termos de distorção harmônica total, permitem que a seleção do modo de operação do inversor satisfaça a pré-requisitos de desempenho em termos de distorção harmônica ou tensão de modo comum. Este

último critério aplica-se apenas para a máquina configurada em Y acionada por um inversor com dois braços.

Para a topologia multinível deve-se notar que o fato de utilizar dispositivos do tipo MOSFET permite a introdução de topologias multiníveis para sistemas de baixa potência. Para estes sistemas o estudo realizado permite concluir que:

- Trata-se de uma nova aplicação para os dispositivos MOSFET de baixa tensão nominal na qual o inversor de três níveis com neutro grampeado opera tal como um inversor de dois níveis utilizando um sistema estendido de “charge pump” para as fontes de tensão dos circuitos de comando das chaves. Assim fica disponibilizado um sistema de acionamento alternativo para a baixa potência.
- Apesar de projetado para operar tal como um inversor de dois níveis, pode-se redimensionar os diodos de circulação para que a tensão nula na saída do inversor seja aplicada por intervalos mais longos;
- A aplicação das técnicas de controle de um inversor de dois níveis a IGBTs, para um inversor de três níveis implicam que o inversor a MOSFETs, em versões com um número reduzido de componentes, também pode operar com base no algoritmo desenvolvido neste trabalho para o inversor a IGBTs.

Para a máquina monofásica (bifásica assimétrica), deve ser observado que tanto o inversor com dois braços como o inversor com três braços são perfeitamente aplicáveis para compor um sistema de acionamento de alto desempenho. Para tanto, é necessário a compensação das assimetrias pertinentes a este tipo de máquina, de forma a reduzir, ou até mesmo anular, as pulsações do conjugado eletromagnético. Isto pode ser feito com base nos modelos de controle e de regime permanente apresentados neste trabalho para este tipo de motor. Para a implementação das técnicas de controle, adaptadas ao motor monofásico, mostrou-se que a utilização do controlador de dupla sequência é necessária, uma vez que o termo de perturbação de maior amplitude é a componente de sequência negativa. Este termo é facilmente compreendido através do modelo de regime permanente desenvolvido para o estudo deste motor.

No caso da tolerância a falta para uma máquina trifásica, deve-se notar que a opção analisada não requer dispositivos adicionais que realizem algum tipo de conexão para o funcionamento da máquina após a falta. Isto, devido ao fato de que o neutro da máquina pode permanecer conectado ao braço auxiliar durante todo o tempo de funcionamento sem que ocorra a necessidade de operação do mesmo. Assim, uma

vez detectada a falta, basta iniciar a operação do quarto braço de forma a manter a operação da máquina para uma parada segura. Durante o intervalo pós falta os modelos desenvolvidos para a máquina apontam o uso de controladores de sequência negativa como uma solução realizável. É importante notar que os modelos desenvolvidos não interferem nos modelos de controle de alto desempenho da máquina. Isto significa que além da continuidade de operação, fica garantida a estratégia de alto desempenho a qual o motor esteja submetido no período anterior a falta.

## 7.1 Trabalhos Futuros

Como continuidade deste trabalho ficam as seguintes sugestões:

1. Estudo de aplicações do sistema a MOSFET utilizando o neutro capacitivo para a eliminação de um dos braços do sistema;
2. Desenvolvimento de rotinas de inicialização para identificação prévia da assimetria de um motor monofásico;
3. Desenvolvimento de sistemas embarcados como forma de redução de custo para aplicações de baixa potência;
4. Desenvolvimento de projetos de sistemas de acionamento de motores monofásicos utilizando FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) como forma de redução de custos.

Para aplicações de baixa potência (inferiores a 1cv) os motores monofásicos são mais baratos que os motores trifásicos. Assim é esperado que a introdução de um elemento a mais não pode gerar um acréscimo de custo ao ponto de inviabilizar a nova tecnologia. Todavia, o modo precário de operação destes motores acarreta desperdício de energia, daí o interesse de alcançar uma alternativa capaz de, pelo menos, fazer com que o custo da nova tecnologia seja inferior ao do desperdício, em um curto intervalo de tempo.

5. Desenvolvimento de técnicas de identificação de faltas, em sistemas de acionamento, ampliando a proposta deste trabalho.

# Bibliografia

- [1] O.V. Thorsen and M. Dalva. A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry. In *Conf. Rec. EPE*, pages 1033–1038, 1995.
- [2] H.W. Van der Broeck and J.D. Van Wyk. A comparative investigation of a three-phase induction machine drive with a component minimized voltage-fed inverter under different control options. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(2):309–320, Mar./Apr. 1984.
- [3] P.N. Enjeti and A.Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost as motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(4):806–813, July/Aug. 1993.
- [4] P.N. Enjeti, A.Rahman, and R. Jakkli. Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output. *IEEE Trans. Power Electron.*, 8(3):329–335, July 1993.
- [5] C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and R.L.A. Ribeiro. Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 2422–2429, 1995.
- [6] C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and R.L.A. Ribeiro. Analysis of a four switch three phase invert topology. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 515–520, 1995.
- [7] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.H. Hansen, and S. Hansen. Comparison of a space-vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimized voltage source inverter. In *Conf. Rec. EPE*, pages 1806–1813, 1995.
- [8] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.H. Hansen, and S. Hansen. A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter. In *Conf. Rec. APEC*, pages 577–585, 1995.

- [9] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.H. Hansen, and S. Hansen. A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter. *IEEE Trans. Power Electron.*, 12(4):704–714, July 1997.
- [10] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. AC/AC converter with four switch three phase structures. In *Conf. Rec. PESC*, pages 134–139, 1996.
- [11] G.-T. Kim and T.A. Lipo. VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(6):1331–1337, Nov./Dec. 1996.
- [12] F. Blaabjerg, D. Neacsu, and J.K. Pedersen. Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for component minimized voltage source inverters. In *Conf. Rec. PESC*, pages 580–589, 1997.
- [13] D.T.W. Liang and J. Li. Flux vector modulation for a four-switch three-phase inverter for motor drive applications. In *Conf. Rec. PESC*, pages 612–617, 1997.
- [14] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 35(1):52–61, Jan./Feb. 1999.
- [15] T.H. Liu, J.R. Fu, and T.A. Lipo. A strategy for improving reliability of field-oriented induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(5):910–918, Sept./Oct. 1993.
- [16] J.-S. Lai and F.Z. Peng. Multilevel converters - a new breed of power converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(3):509–517, May/June 1996.
- [17] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 17(5):518–523, Sept./Oct. 1981.
- [18] T. Tadros, S. Salama, and R. Hof. Three level IGBT inverter. In *Conf. Rec. PESC*, pages 46–52, 1992.
- [19] J. Zhang. High performance control of a three-level IGBT inverter fed AC drive. In *Conf. Rec. IAS*, pages 22–28, 1995.
- [20] J.-H. Suh, C.-H. Choi, and D.-S. Hyun. A new simplified space-vector PWM method for a three-level inverters. In *Conf. Rec. APEC*, pages 515–520, 1999.

- [21] B.P. McGrath, D.G. Holmes, M. Manjrekar, and T.A. Lipo. An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 2086–2093, 2000.
- [22] B.P. McGrath and D.J. Holmes. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverter. In *Conf. Rec. PESC*, pages 674–679, 2000.
- [23] B.P. McGrath, D.J. Holmes, and T.A. Lipo. Optimised space vector switching sequences for multilevel inverters. In *Conf. Rec. APEC*, pages 1123–1129, 2001.
- [24] W.J. Morrill. The revolving-field theory of the capacitor motor. In *AIEE Transaction*, pages 614–629, 1929.
- [25] S.S.L. Chang. The equivalent circuit of the capacitor motor. *AIEE Transaction*, 66:631–640, 1947.
- [26] P.C. Krause. Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines. *IEEE Trans. Power App. and Systems*, 84(11):1025–1037, Nov. 1965.
- [27] P.S. Bimbra. *Generalized Theory of Electrical Machines*. Khana Publisher, N. Delhi, 1980.
- [28] C.C. Chan. Single-phase switched reluctance motors. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(1):53–56, Jan. 1987.
- [29] T. Yokozuka and H. Miyake. Characteristics of 2-winding capacitor motors with tapped auxiliary windings. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(5):261–268, Sept. 1987.
- [30] A. Tozune and M. Sakamoto. Effects of constructional asymmetries on the characteristics of 2-phase permanent magnet synchronous motors. *IEE Proceedings*, 136, Pt. B(3):143–150, May 1987.
- [31] T.J.E. Miller. Single-phase permanent-magnet motor analysis. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(4):651–658, May/June 1985.
- [32] A. Tozune. Design method for l- and t-connected tapped-winding capacitor motors. *IEE Proceedings*, 136, Pt. B(1):11–18, Jan. 1989.
- [33] E.R. Collins Jr., A.B. Puttgen, and W.E. Sayle II. Single-phase induction motor adjustable speed drive: Direct phase angle control of the auxiliary winding supply. In *Conf. Rec. IAS*, pages 246–252, 1988.



- [34] E.R. Collins Jr. and R.E. Ashley. Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable speed supplies. In *Conf. Rec. IAS*, pages 52–57, 1991.
- [35] E.R. Collins. Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 28(3):710–715, May/June 1992.
- [36] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu, and T.A. Lipo. Adjustable AC capacitor for a single-phase induction motor. In *Conf. Rec. IAS*, pages 185–190, 1991.
- [37] T.A. Lettenmaier, D.W. Novotny, and T.A. Lipo. Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 27(1):38–43, Jan./Feb. 1991.
- [38] D. Alexa. Static frequency convertor for supplying an asynchronous two-phase motor. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(1):57–60, Jan. 1987.
- [39] D.-H. Jang and J.-S. Won. Voltage, frequency, and phase-difference angle control of PWM inverters-fed two-phase induction motors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 9(4):377–383, May/June 1994.
- [40] C.M. Young, C.C. Liu, and C.H. Liu. New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 143(6):458–466, Nov. 1996.
- [41] D.G. Holmes and A. Kotsopoulos. Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 613–620, 1993.
- [42] M.F. Rahman, L. Zhong, and S.Y.R. Hui. A single-phase, regenerative, variable speed induction motor drive with sinusoidal input current. In *Conf. Rec. EPE*, pages 3777–3780, 1995.
- [43] M.F. Rahman and L. Zhong. A current-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 114–119, 1996.
- [44] R. Rocha, S.R. Silva, P.F.D. Garcia, and M.F.B. Cortez. Estratégia de controle para acionamento a velocidade variável para motores monofásicos com operação otimizada. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 179–183, 1997.

- [45] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Controle por orientação pelo campo de uma motor de indução monofásico. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 184–189, 1997.
- [46] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Field oriented control of a single-phase induction motor drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 900–906, 1998.
- [47] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Single-phase induction motor drives systems. In *Conf. Rec. APEC*, pages 403–409, 1999.
- [48] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(4):832–841, Aug. 2000.
- [49] R.Speé and A.K. Wallace. Remedial strategies for brushless dc drive failures. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 26(2):259–266, Mar./Apr. 1990.
- [50] D. Kastha and B.K. Bose. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 30(4):1028–1038, July/Aug. 1994.
- [51] M.E.H. Benbouzid, M. Vieira, and C. Theys. Inductions motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(1):14–22, Jan. 1999.
- [52] C. Kral and K. Kafka. Power electronics monitoring for a controlled voltage source inverter drive with induction machine. In *Conf. Rec. PESC*, pages 213–217, 2000.
- [53] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Fault detection in voltage-fed PWM motor drive system. In *Conf. Rec. PESC*, pages 242–247, 2000.
- [54] D. Kastha and B.K. Bose. On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single-phase variable frequency induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 31(4):802–811, July/Aug. 1995.
- [55] R.N.C. Alves. *Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 1998.

- [56] H.W. Van der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 24(1):142–150, Jan./Feb. 1988.
- [57] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 26(2):302–316, Mar./Apr. 1990.
- [58] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, and P.F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating wave-forms. In *Conf. Rec. EPE*, 1997.
- [59] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. A new approach to generate PWM patterns for four switches three-phase inverters. In *Conf. Rec. PESC*, pages 941–946, 1999.
- [60] D.-H. Jang and D.-Y. Yoon. Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed single-phase induction motors. In *Conf. Rec. IAS*, pages 47–53, 1999.
- [61] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae. The generalized theory of indirect vector control for AC machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 24(3):470–478, May/June 1988.
- [62] C.B. Jacobina and A.M.N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *Controle e Automação*, 7(1):15–28, 1996.
- [63] D.M. Brod and D.W. Novotny. Current control of VSI-PWM inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(4):562–570, May/June 1985.
- [64] A.C. Oliveira, A.M.N. Lima, and C.B. Jacobina. Controladores digitais de corrente para máquinas de indução. *SOBRAEP*, 1(1):43–48, Junho 1996.
- [65] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Trans. Power Electron.*, 45(5):722–729, Oct. 1998.
- [66] T.M. Rowan and R.J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(4):678–690, July/Aug. 1986.
- [67] D.N. Zmood, D.G. Holmes, and G. Bode. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In *Conf. Rec. IAS*, pages 818–825, 1999.

- [68] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1185–1190, 1999.
- [69] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 45(5):691–702, Oct. 1998.
- [70] L.A. de S. Ribeiro. *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 1998.
- [71] J.W. Dixon, J. García, and L. Morán. Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 42(6):636–641, Dec. 1997.
- [72] P. Verdelho and G.D. Marques. An active power filter and unbalanced current compensator. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 44(3):321–328, June 1997.
- [73] Y. Sato, T. Ishizuka, and T. Kataoka. A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 34(3):480–486, May/June 1998.
- [74] P. Verdelho and G.D. Marques. Four-wire current-regulated PWM voltage converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 45(5):761–770, Oct. 1998.
- [75] H.S. Kim, G.H. Choe, D.S. Hyun, and S.Y. Choe. Design of current controller for 3-phase PWM converter with unbalanced input voltage. In *Conf. Rec. PESC*, page 503509, 1998.
- [76] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, R.F. Pinheiro, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 48(6):1807–1816, Nov./Dec. 2001.
- [77] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, T.M. Oliveira, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 48(3):517–525, June 2001.
- [78] K.J. Astrom and B. Wittenmark. *Computer Controlled Systems*. Prentice Hall, 1990.
- [79] M.P. Kazmierkowski and H. Tunia. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Elsevier, Amsterdam, 1994.

- [80] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. PWM space vector based on digital scalar modulation. In *Conf. Rec. PESC*, pages 606–611, 1997.
- [81] B.K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives Technology and Applications*. IEEE Press Marketing, New York, 1996.
- [82] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Pratical performance limitations for PWM strategies. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1245–1252, 1998.
- [83] H.N. Hickok. Adjustable speed - a tool for saving energy losses in pumps, fans, blowers, and compressors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(1):124–136, Jan./Feb. 1985.
- [84] J. Yao, J. Krasse, and T.A. Lipo. Design considerations for single-phase induction motor packaged drives. In *Conf. Rec. CPES Metting*, pages 67–72, 2001.
- [85] C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and R.L.A. Ribeiro. Análise de um inversor trifásico a quatro chaves. *SOBRAEP*, pages 515–520, 1995.
- [86] P.N. Enjeti and A. Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. In *Conf. Rec. IAS*, pages 935–939, 1990.
- [87] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(4):No prelo, July 2002.
- [88] P.C. Sen. *Principle of Eletric Machines and Power Electronics*. John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1989.
- [89] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and A. Kusko. *Máquinas Elébricas*. McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- [90] P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, Piscataway, 1995.
- [91] I.L. Kosov. *Máquinas Elébricas e Transformadores*. Editora Globo, São Paulo, S.P., 1985.
- [92] M.B. de R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Adjustable-speed single-phase induction motor drive. In *Conf. Rec. APEC*, pages 770–776, 2002.

- [90] C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, and R.L.A. Ribeiro. Análise de um inversor trifásico a quatro chaves. *SOBRAEP*, pages 515–520, 1995.
- [91] P.N. Enjeti and A. Rahman. A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost ac motor drives. In *Conf. Rec. IAS*, pages 935–939, 1990.
- [92] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. A three-leg voltage source inverter for two-phase AC motor drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(4):No prelo, July 2002.
- [93] P.C. Sen. *Principle of Electric Machines and Power Electronics*. John Wiley & Sons, Inc., New York, N.Y., 1989.
- [94] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and A. Kusko. *Máquinas Elétricas*. McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- [95] P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, Piscataway, 1995.
- [96] I.L. Kosov. *Máquinas Elétricas e Transformadores*. Editora Globo, São Paulo, S.P., 1985.
- [97] M.B. de R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Adjustable-speed single-phase induction motor drive. In *Conf. Rec. APEC*, pages 770–776, 2002.
- [98] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, A.C. Oliveira, and E.R.C. da Silva. PWM current controlles in the synchronous and stationary reference frame with different sampling and converter switching frequencies. In *Conf. Rec. IAS*, pages 1865–1870, 1998.
- [99] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. An induction motor drive system with improved fault tolerance. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 48(3):873–879, May/June 2001.
- [100] B.A. Welchko, M.B. de R. Corrêa, and T.A. Lipo. A cost effective three-level MOSFET inverter for low power drives. In *Conf. Rec. CPES Annu. Meeting*, pages 311–314, 2002.

- [101] Y. Li, F.C. Lee, J. Lai, and D. Boroyevich. A low-cost three-phase zero-current-transition inverter with three auxiliary switches. In *Conf. Rec. PESC*, pages 527–532, 2000.
- [102] D.A. Rendusara, E. Cengelci, P.N. Enjeti, V.R. Stefanovic, and J.W. Gray. Analysis of common mode voltage - "neutral shift" in medium voltage PWM adjustable speed drive (mv-asd) system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 15(6):1124–1133, Nov. 2000.
- [103] M. Calais, L.J. Borle, and V.G. Agelidis. Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter. In *Conf. Rec. APEC*, pages 1351–1356, 2001.

- [9] F. Blaabjerg, S. Freysson, H.H. Hansen, and S. Hansen. A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter. *IEEE Trans. Power Electron.*, 12(4):704–714, July 1997.
- [10] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. AC/AC converter with four switch three phase structures. In *Conf. Rec. PESC*, pages 134–139, 1996.
- [11] G.-T. Kim and T.A. Lipo. VSI-PWM rectifier/inverter system with a reduced switch count. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(6):1331–1337, Nov./Dec. 1996.
- [12] F. Blaabjerg, D. Neacsu, and J.K. Pedersen. Adaptive SVM to compensate dc-link voltage ripple for component minimized voltage source inverters. In *Conf. Rec. PESC*, pages 580–589, 1997.
- [13] D.T.W. Liang and J. Li. Flux vector modulation for a four-switch three-phase inverter for motor drive applications. In *Conf. Rec. PESC*, pages 612–617, 1997.
- [14] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Induction motor drive system for low-power applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 35(1):52–61, Jan./Feb. 1999.
- [15] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. AC motor drive systems with a reduced switch count converter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 2054–2051, 2001.
- [16] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, R.L.A. Ribeiro, T.M. Oliveira, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. AC/AC converters with a reduced number of switches. In *Conf. Rec. IAS*, pages 1755–1762, 2001.
- [17] T.H. Liu, J.R. Fu, and T.A. Lipo. A strategy for improving reliability of field-oriented induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 29(5):910–918, Sept./Oct. 1993.
- [18] J.-S. Lai and F.Z. Peng. Multilevel converters - a new breed of power converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 32(3):509–517, May/June 1996.
- [19] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 17(5):518–523, Sept./Oct. 1981.
- [20] T. Tadros, S. Salama, and R. Hof. Three level IGBT inverter. In *Conf. Rec. PESC*, pages 46–52, 1992.



- [21] J. Zhang. High performance control of a three-level IGBT inverter fed AC drive. In *Conf. Rec. IAS*, pages 22–28, 1995.
- [22] J.-H. Suh, C.-H. Choi, and D.-S. Hyun. A new simplified space-vector PWM method for a three-level inverters. In *Conf. Rec. APEC*, pages 515–520, 1999.
- [23] B.P. McGrath, D.G. Holmes, M. Manjrekar, and T.A. Lipo. An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 2086–2093, 2000.
- [24] B.P. McGrath and D.J. Holmes. A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverter. In *Conf. Rec. PESC*, pages 674–679, 2000.
- [25] B.P. McGrath, D.J. Holmes, and T.A. Lipo. Optimised space vector switching sequences for multilevel inverters. In *Conf. Rec. APEC*, pages 1123–1129, 2001.
- [26] W.J. Morrill. The revolving-field theory of the capacitor motor. In *AIEE Transaction*, pages 614–629, 1929.
- [27] S.S.L. Chang. The equivalent circuit of the capacitor motor. *AIEE Transaction*, 66:631–640, 1947.
- [28] P.C. Krause. Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines. *IEEE Trans. Power App. and Systems*, 84(11):1025–1037, Nov. 1965.
- [29] P.S. Bimbra. *Generalized Theory of Electrical Machines*. Khana Publisher, N. Delhi, 1980.
- [30] C.C. Chan. Single-phase switched reluctance motors. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(1):53–56, Jan. 1987.
- [31] T. Yokozuka and H. Miyake. Characteristics of 2-winding capacitor motors with tapped auxiliary windings. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(5):261–268, Sept. 1987.
- [32] A. Tozune and M. Sakamoto. Effects of constructional asymmetries on the characteristics of 2-phase permanent magnet synchronous motors. *IEE Proceedings*, 136, Pt. B(3):143–150, May 1987.
- [33] T.J.E. Miller. Single-phase permanent-magnet motor analysis. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(4):651–658, May/June 1985.

- [34] A. Tozune. Design method for l- and t-connected tapped-winding capacitor motors. *IEE Proceedings*, 136, Pt. B(1):11-18, Jan. 1989.
- [35] E.R. Collins Jr., A.B. Puttgen, and W.E. Sayle II. Single-phase induction motor adjustable speed drive: Direct phase angle control of the auxiliary winding supply. In *Conf. Rec. IAS*, pages 246-252, 1988.
- [36] E.R. Collins Jr. and R.E. Ashley. Operating characteristics of single-phase capacitor motors driven from variable speed supplies. In *Conf. Rec. IAS*, pages 52-57, 1991.
- [37] E.R. Collins. Torque and slip behavior of single-phase induction motors driven from variable-frequency supplies. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 28(3):710-715, May/June 1992.
- [38] E. Muljadi, Y. Zhao, T.H. Liu, and T.A. Lipo. Adjustable AC capacitor for a single-phase induction motor. In *Conf. Rec. IAS*, pages 185-190, 1991.
- [39] T.A. Lettenmaier, D.W. Novotny, and T.A. Lipo. Single-phase induction motor with an electronically controlled capacitor. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 27(1):38-43, Jan./Feb. 1991.
- [40] D. Alexa. Static frequency convertor for supplying an asynchronous two-phase motor. *IEE Proceedings*, 134, Pt. B(1):57-60, Jan. 1987.
- [41] D.-H. Jang and J.-S. Won. Voltage, frequency, and phase-difference angle control of PWM inverters-fed two-phase inductions motors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 9(4):377-383, May/June 1994.
- [42] C.M. Young, C.C. Liu, and C.H. Liu. New inverter-driven design and control method for two-phase induction motor drives. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 143(6):458-466, Nov. 1996.
- [43] D.G. Holmes and A. Kotsopoulos. Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter. In *Conf. Rec. IAS*, pages 613-620, 1993.
- [44] M.F. Rahman, L. Zhong, and S.Y.R. Hui. A single-phase, regenerative, variable speed induction motor drive with sinusoidal input current. In *Conf. Rec. EPE*, pages 3777-3780, 1995.

- [45] M.F. Rahman and L. Zhong. A currente-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 114–119, 1996.
- [46] R. Rocha, S.R. Silva, P.F.D. Garcia, and M.F.B. Cortez. Estratégia de controle para acionamento a velocidade varível para motores monofásicos com operação otimizada. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 179–183, 1997.
- [47] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Controle por orientação pelo campo de uma motor de indução monofásico. In *Conf. Rec. COBEP*, pages 184–189, 1997.
- [48] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Field oriented control of a single-phase induction motor drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 900–906, 1998.
- [49] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Single-phase induction motor drives systems. In *Conf. Rec. APEC*, pages 403–409, 1999.
- [50] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(4):832–841, Aug. 2000.
- [51] R. Speé and A.K. Wallace. Remedial strategies for brushless dc drive failures. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 26(2):259–266, Mar./Apr. 1990.
- [52] D. Kastha and B.K. Bose. Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 30(4):1028–1038, July/Aug. 1994.
- [53] M.E.H. Benbouzid, M. Vieira, and C. Theys. Inductions motors' faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(1):14–22, Jan. 1999.
- [54] C. Kral and K. Kafka. Power electronics monitoring for a controlled voltage source inverter drive with induction machine. In *Conf. Rec. PESC*, pages 213–217, 2000.
- [55] R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Fault detection in voltage-fed PWM motor drive system. In *Conf. Rec. PESC*, pages 242–247, 2000.

- [56] D. Kastha and B.K. Bose. On-line search based pulsating torque compensation of a fault mode single-phase variable frequency induction motor drive. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 31(4):802–811, July/Aug. 1995.
- [57] R.N.C. Alves. *Análise e Implementação de Técnicas de Modulação em Largura de Pulso para uso em Inversores Trifásicos*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 1998.
- [58] H.W. Van der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V. Stanke. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 24(1):142–150, Jan./Feb. 1988.
- [59] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas, and J.F. Lindsay. Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 26(2):302–316, Mar./Apr. 1990.
- [60] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, E.R.C. da Silva, R.N.C. Alves, and P.F. Seixas. Digital scalar pulse width modulation: A simple approach to introduce non-sinusoidal modulating wave-forms. In *Conf. Rec. EPE*, 1997.
- [61] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. A new approach to generate PWM patterns for four switches three-phase inverters. In *Conf. Rec. PESC*, pages 941–946, 1999.
- [62] D.-H. Jang and D.-Y. Yoon. Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed single-phase induction motors. In *Conf. Rec. IAS*, pages 47–53, 1999.
- [63] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae. The generalized theory of indirect vector control for AC machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 24(3):470–478, May/June 1988.
- [64] C.B. Jacobina and A.M.N. Lima. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *Controle e Automação*, 7(1):15–28, 1996.
- [65] D.M. Brod and D.W. Novotny. Current control of VSI-PWM inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(4):562–570, May/June 1985.
- [66] A.C. Oliveira, A.M.N. Lima, and C.B. Jacobina. Controladores digitais de corrente para máquinas de indução. *SOBRAEP*, 1(1):43–48, Junho 1996.

- [67] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE Trans. Power Electron.*, 45(5):722–729, Oct. 1998.
- [68] T.M. Rowan and R.J. Kerkman. A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 20(4):678–690, July/Aug. 1986.
- [69] D.N. Zmood, D.G. Holmes, and G. Bode. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators. In *Conf. Rec. IAS*, pages 818–825, 1999.
- [70] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1185–1190, 1999.
- [71] M.P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 45(5):691–702, Oct. 1998.
- [72] L.A. de S. Ribeiro. *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - PB, 1998.
- [73] J.W. Dixon, J. García, and L. Morán. Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 42(6):636–641, Dec. 1997.
- [74] P. Verdelho and G.D. Marques. An active power filter and unbalanced current compensator. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 44(3):321–328, June 1997.
- [75] Y. Sato, T. Ishizuka, and T. Kataoka. A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 34(3):480–486, May/June 1998.
- [76] P. Verdelho and G.D. Marques. Four-wire current-regulated PWM voltage converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 45(5):761–770, Oct. 1998.
- [77] H.S. Kim, G.H. Choe, D.S. Hyun, and S.Y. Choe. Design of current controller for 3-phase PWM converter with unbalanced input voltage. In *Conf. Rec. PESC*, page 503509, 1998.

- [78] C.B. Jacobina, R.O. de Carvalho Jr., M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Digital current control of unbalanced three-phase power electronic system. In *Conf. Rec. PESC*, pages 767–772, 2000.
- [79] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, R.F. Pinheiro, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing PWM converters. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 48(6):1807–1816, Nov./Dec. 2001.
- [80] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, T.M. Oliveira, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Current control of unbalanced electrical systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 48(3):517–525, June 2001.
- [81] C.B. Jacobina, R.F. Pinheiro, M.B.R. Corrêa, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Control of a three-phase four-wire active filter operating with an open phase. In *Conf. Rec. IAS*, pages 561–568, 2001.
- [82] C.B. Jacobina, M.B.R. Corrêa, R.F. Pinheiro, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Improved fault tolerance of active power filter system. In *Conf. Rec. IAS*, pages 1635–1640, 2001.
- [83] K.J. Astrom and B. Wittenmark. *Computer Controlled Systems*. Prentice Hall, 1990.
- [84] M.P. Kazmierkowski and H. Tunia. *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Elsevier, Amsterdam, 1994.
- [85] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. PWM space vector based on digital scalar modulation. In *Conf. Rec. PESC*, pages 606–611, 1997.
- [86] B.K. Bose. *Power Electronics and Variable Frequency Drives Technology and Applications*. IEEE Press Marketing, New York, 1996.
- [87] D.N. Zmood and D.G. Holmes. Practical performance limitations for PWM strategies. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1245–1252, 1998.
- [88] H.N. Hickok. Adjustable speed - a tool for saving energy losses in pumps, fans, blowers, and compressors. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 21(1):124–136, Jan./Feb. 1985.
- [89] J. Yao, J. Krasse, and T.A. Lipo. Design considerations for single-phase induction motor packaged drives. In *Conf. Rec. CPES Meeting*, pages 67–72, 2001.

- [93] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, A.C. Oliveira, and E.R.C. da Silva. PWM current controlles in the synchronous and stationary reference frame with different sampling and converter switching frequencies. In *Conf. Rec. IAS*, pages 1865–1870, 1998.
- [94] M.B.R. Corrêa, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, and A.M.N. Lima. An induction motor drive system with improved fault tolerance. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 48(3):873–879, May/June 2001.
- [95] B.A. Welchko, M.B. de R. Corrêa, and T.A. Lipo. A cost effective three-level MOSFET inverter for low power drives. In *Conf. Rec. CPES Annu. Meeting*, pages 311–314, 2002.
- [96] Y. Li, F.C. Lee, J. Lai, and D. Boroyevich. A low-cost three-phase zero-current-transition inverter with three auxiliary switches. In *Conf. Rec. PESC*, pages 527–532, 2000.
- [97] D.A. Rendusara, E. Cengelci, P.N. Enjeti, V.R. Stefanovic, and J.W. Gray. Analysis of commom mode voltage - "neutral shift" in medium voltage PWM adjustable speed drive (mv-asd)system. *IEEE Trans. Power Electron.*, 15(6):1124–1133, Nov. 2000.
- [98] M. Calais, L.J. Borle, and V.G. Agelidis. Analysis of multicarrier PWM methods for a single-phase five level inverter. In *Conf. Rec. APEC*, pages 1351-1356, 2001.